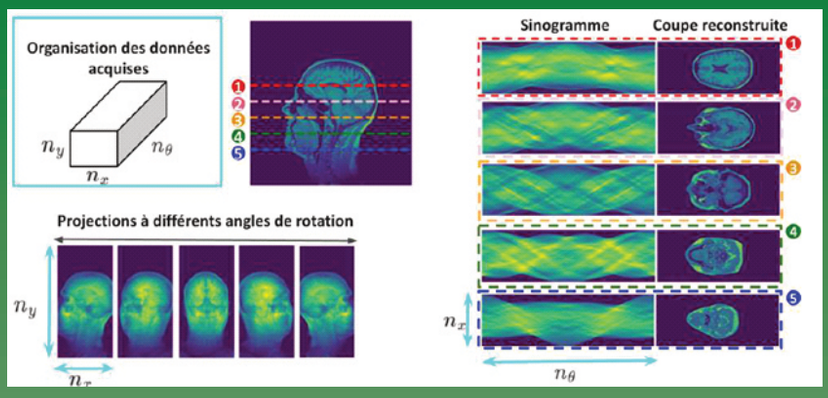
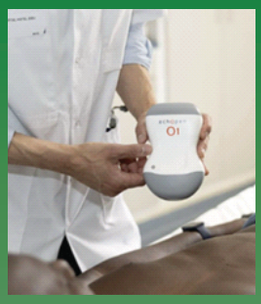
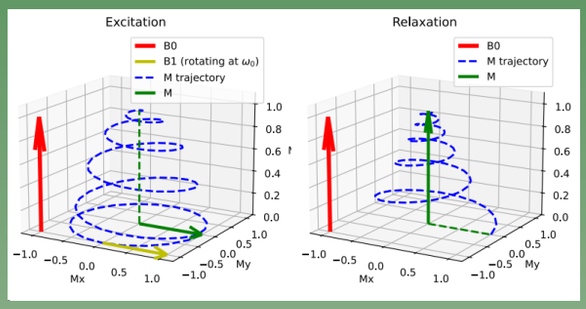
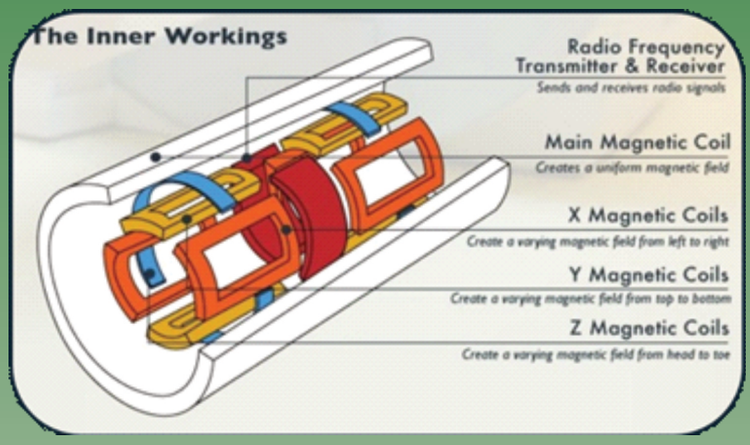
N° 121 – 4ème trim. 2026
31ème année

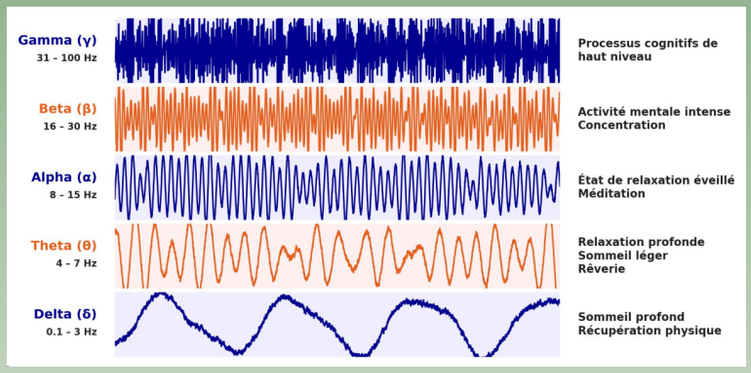
La Revue 3E.I











Imagerie médicale

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ÉLECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Société de l'Électricité, de l'Électronique et des Technologies de l'Information et de la Communication

N°121
4ème trimestre 2026

Imagerie médicale

Abonnez-vous à la REE

REVUE DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

La REE est une publication trimestrielle de la SEE

Choisissez votre formule d'abonnement :



❑ Version papier

1 an - 4 numéros**

(Parution : mars, juin, octobre, décembre). Distribution postale

Livraison France	Livraison UE	Livraison Hors UE
❑ 122 € TTC	❑ 153 TTC (149,85 € HT*)	❑ 203 TTC (198,82 € HT*)



❑ Version numérique

Accès aux publications numériques

ouvert pendant un an à compter de la date de paiement

France - UE - Hors UE
❑ 100 € TTC (97,94 € HT*)



❑ Version duo

Version imprimée + version numérique

Livraison France	Livraison UE	Livraison Hors UE
❑ 172 € TTC	❑ 203 € TTC (198,82 € HT*)	❑ 239 € TTC (234,08 € HT*)

** Prix HT valide si le pays de facturation est hors UE, ou si la TVA Intracommunautaire est fournie pour un pays de l'UE.*
*** Abonnement papier servi à partir de la date de paiement*

Votre adhésion à la SEE*

❑ Standard	❑ Retraité ❑ Enseignant ❑ Jeune actif (< 35 ans)	❑ Etudiant ❑ En recherche d'emploi
130 €	70 €	15 €

** Adhésion d'un an à compter de la date de paiement.*

+ Votre abonnement REE** *(Tarif réservé aux adhérents, version papier)*

❑ Livraison France : 72 € TTC ❑ Livraison UE : 103 € TTC (100,88 € HT*) ❑ Livraison Hors UE : 139 € TTC (136,14 € HT*)

TVA de la revue REE : 2,1 %. Adhésion collective possible via des conventions de partenariat - Contactez-nous à : sg@see.asso.fr
** Prix HT valide si le pays de facturation est hors UE, ou si la TVA Intracommunautaire est fournie pour un pays de l'UE.*
*** Abonnement papier servi à partir de la date de paiement.*

Adresse de livraison

❑ Mr ❑ Mme Prénom* :

Nom* :

Adresse* :

Code postal* : Pays* :

Ville* :

Tél.* :

e-mail* :

**Obligatoire*

Votre réglement

Je règle la somme de €

par ❑ Chèque à l'ordre de la SEE

❑ Virement après réception de la facture

❑ Carte bancaire, lien de paiement sécurisé (visa, etc)

Adresse de facturation *(Si différente)*

❑ Je joins le bon de commande administratif N° et je désire recevoir une facture au nom de mon employeur pour paiement à réception

Raison sociale de l'employeur :

Service : Activité (facultatif) :

Adresse :

Code postal : Ville :

Pays : N° TVA :

N° TVA intracommunautaire : obligatoire pour règlement HT en UE hors de France

e-mail* :

Date* Signature* et cachet si il y a lieu :

**Obligatoire*

BULLETIN À COMPLÉTER ET RENVOYER À : SEE - 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75116 Paris - France
Tél. +33(0)1 56 90 37 17 - abo@see.asso.fr

ABONNEMENT PLUS RAPIDE EN LIGNE : www.see.asso.fr

❑ Je consens à recevoir les autres diffusions de la SEE & de ses activités (congrès, soirées débats, revues, etc.) qui sont extérieures aux diffusions liées à mon abonnement.

Conformément aux dispositions légales et réglementaires en matière de données personnelles, les informations recueillies sur ce formulaire sont enregistrées dans un fichier informatisé par la SEE (Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication) pour la mise en place et le suivi de l'abonnement souscrit ainsi que pour l'envoi de courriers, e-mails de réabonnements. Elles sont conservées et sont destinées à être utilisées par la SEE et les prestataires techniques de la SEE afin de permettre la bonne réception du magazine et d'assurer le service client. Vous pouvez exercer votre droit d'accès aux données vous concernant par courrier : SEE - Service abonnements 17 rue de l'Amiral Hamelin 75116 Paris ou par le formulaire de contact du site web : www.see.asso.fr. Offre d'abonnement, valable du 05/12/2025 au 30/11/2026 inclus, dans la limite des quantités disponibles.

see since 1883

La Revue 3E.I
*Publication trimestrielle de la **SEE***

SOCIETE de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue de l'Amiral Hamelin, 75116 PARIS
Tél : 01 56 90 37 17
www.see.asso.fr

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

Hébergé par : Culture Sciences de l'Ingénieur

4 avenue des Sciences, 91190 Gif sur Yvette
tel : 01 81 87 55 22
https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay/

La Revue 3E.I

3EI : Enseigner l'Électrotechnique et l'Électronique Industrielle

La Revue 3EI, Édition SEE,
17 rue de l'Amiral Hamelin 75116
PARIS

Directeur de la publication
François GERIN
Président de la SEE

Rédacteur en Chef
Franck LE GALL

Adresser les propositions d'article à :
revue3ei@gmail.com

Communication :
Mme. Mélisande DE LASSENCE
Communication1@see.asso.fr
01 56 90 37 17

Dépôt Légal : novembre 2026

Commission Paritaire 1222 G 78028

ISSN 1252-770X

Comité de publication

Morgan ALMANZA (ENS Paris-Saclay)

Hamid BEN AHMED (ENS Rennes)

Afef BENNANI (ENIT Tunis)

Arnaud BRUGIER (IUT GIM Saint-Denis)

François COSTA (SATIE UMR 8029, UPEC)

Hervé DISCOURS (IUT GEII Cachan)

Jean-Michel GAY (Retraité STI2D-BTS ET Versailles)

Hélène HORSIN-MOLINARO (Culture Science de l'Ingénieur)

Jean-Philippe ILARY (IUT GEII Ville-d'Avray)

Anthony JUTON (ENS Paris-Saclay)

Franck LE GALL (ISEN Brest)

Ingrid MININGER (BTS CIEL ER Cachan)

Emmanuel MONNOT (STI2D Versailles)

Thomas ORTEGA (BTS CIEL St Cyr l'Ecole)

Abir REZGUI (ESIEE Paris)

Jean-François SERGENT (Retraité Univ Lille)

Sommaire du n° 121

p. 3 *Éditorial*

p.4 *Parution*

Thème : L'imagerie médicale : voir, comprendre, diagnostiquer: «

p. 6 *Théodore Brierre « Principe de fonctionnement de l'IRM »*

p. 17 *Thomas Boulanger « L'IRM à très bas champ magnétique »*

p. 28 *Mialitiana Andrianarison « La tomographie : un outil pour les diagnostics médicaux »*

p. 55 *Noah Tournier et al « Modèles de diffusion appliqués à l'imagerie médicale : augmentation de données et reconstruction d'images »*

p. 73 *Matthieu Rouet et al « Échographie clinique ultraportable, fonctionnement et prototype d'une sonde ultrasonore à coût minime»*

p. 87 *Pierre-Louis Filoche « Mesurer l'activité cérébrale : principes et applications de l'EEG »*

Hors thème

p. 98 *Gérard Prieur « Conception électronique aidée par l'IA Gemini »*

Editorial

Thème : « L'imagerie médicale : voir, comprendre et diagnostiquer »

L'imagerie médicale a profondément transformé notre approche de la médecine. Voir l'intérieur du corps humain sans intervention invasive, observer le fonctionnement de nos organes, détecter des pathologies ou suivre l'évolution d'un traitement : autant de possibilités rendues possibles par des technologies mobilisant la physique, l'électronique, le traitement du signal, les mathématiques et, plus récemment, l'intelligence artificielle. Ce numéro de la revue 3EI propose d'explorer quelques-unes de ces technologies et leurs évolutions.

Le premier article écrit par Théodore Brierre présente les principes de l'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM). Si les appareils conventionnels fonctionnent généralement à 1,5 ou 3 teslas, leurs contraintes matérielles et économiques conduisent à explorer d'autres solutions. Le deuxième article proposé par Thomas Boulanger s'intéresse ainsi à l'IRM à très bas champ magnétique. Cette technologie pourrait permettre de concevoir des appareils moins coûteux et plus silencieux, ouvrant de nouvelles perspectives d'utilisation, notamment pour les nouveau-nés prématurés ou certains patients porteurs d'implants médicaux.

La qualité des images dépend également des méthodes mathématiques et numériques utilisées pour leur reconstruction. Deux contributions abordent cette question sous des angles complémentaires. La première issue du travail de Mialitiana Andrianarison présente la tomographie par rayons X, depuis sa modélisation mathématique jusqu'aux méthodes de reconstruction et aux artefacts susceptibles d'altérer les résultats. La seconde contribution est de l'équipe de Noah Tournier, elle explore les modèles de diffusion, une famille récente d'intelligence artificielle générative. Ces modèles permettent notamment de reconstruire des images à partir de mesures incomplètes ou dégradées et d'enrichir les bases de données nécessaires à l'entraînement des algorithmes de diagnostic.

L'accessibilité des équipements constitue un autre enjeu majeur. L'échographie ultraportable permet aux cliniciens de disposer d'un outil d'exploration directement au chevet du patient. L'article de Matthieu Rouet consacré à une sonde développée par la start-up française echOpen présente les principes physiques de l'échographie, les choix technologiques associés et la réalisation d'un prototype à coût réduit.

Enfin, l'exploration du cerveau nécessite également des outils capables de suivre son activité électrique. L'électroencéphalographie (EEG), présentée dans le dernier article du dossier écrit par Pierre-Louis Filoche, mesure les potentiels électriques associés à l'activité neuronale. Sa grande résolution temporelle en fait un complément précieux de l'IRM et de la tomographie par émission de positons, notamment pour étudier des phénomènes rapides comme les crises épileptiques.

Hors thème

En complément de ce dossier, Gérard Prieur nous propose un article consacré à la conception électronique assistée par l'intelligence artificielle Gemini. À travers un projet de conversion de fréquence destiné à remettre en fonctionnement d'anciens récepteurs radio, il partage une expérience concrète de dialogue entre un concepteur et un outil d'IA, au service de la conception électronique et de la radio amateur.

Nous vous souhaitons une excellente lecture et espérons que ce numéro vous donnera envie d'explorer plus avant ces technologies, à la croisée de la physique, de l'électronique, de l'informatique et de la médecine.

Les prochains thèmes explorés dans la revue 3EI porteront sur ***le transport de l'électricité et la robotique. N'hésitez pas à nous proposer des articles sur ces sujets — ou d'autres — que nous publierons avec enthousiasme.***

Parution : Introduction aux véhicules électriques

La Revue 3E.I
Culture Sciences de l'Ingénieur

école normale supérieure paris-saclay

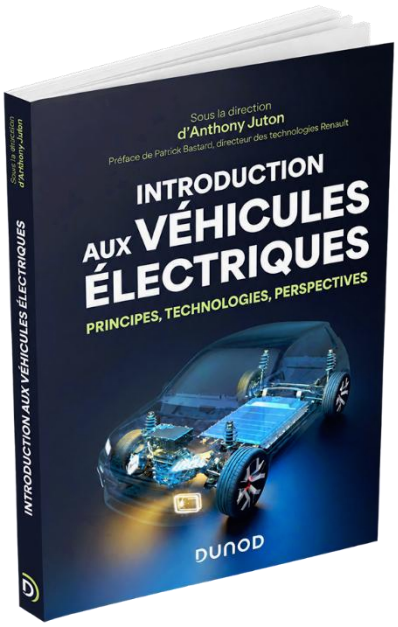
Édité le 13/10/2026

Sous la direction de **Anthony JUTON**

[1] *Professeur agrégé ENS Paris-Saclay, DER Sciences de l'ingénierie électrique et du numérique*

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ième trimestre 2026.

Présentation



En juillet 2026, 35 % des véhicules particuliers vendus en France étaient 100 % électriques. La transition est en cours, rapide et nécessaire. Les batteries, les machines électriques et l'électronique de puissance s'invitent désormais dans la culture automobile, aux côtés de la mécanique et de la thermique.

Le journaliste spécialisé ou le vendeur, qui hier encore dissertaient sur l'intérêt de l'injection directe pour réduire la consommation du moteur essence, s'intéressent aujourd'hui à celui du carbure de silicium pour accroître l'autonomie d'un véhicule électrique. L'ingénieur et le technicien chargés de la conception ou de la maintenance des circuits de refroidissement doivent désormais prendre en compte les différentes sources de pertes des machines électriques et des semi-conducteurs afin de mieux les évacuer. Les responsables des achats ajoutent à leur liste de courses les cellules lithium-ion achetées auprès d'acteurs nouveaux pour l'instant très majoritairement asiatiques et dominants sur ce marché.

Se former aux véhicules électriques est donc devenu incontournable pour participer à l'aventure industrielle de l'automobile. Universitaires, chercheurs de l'IFPEN et ingénieurs de Renault, Stellantis et Valeo avons mis en commun nos connaissances et expériences complémentaires pour réunir, dans cet ouvrage, les concepts clés, les technologies actuelles et les perspectives d'évolution des véhicules électriques. Nous avons souhaité proposer une synthèse pédagogique et accessible sans autre prérequis qu'une culture scientifique de niveau lycée.

Pourquoi un livre à l'heure des réseaux sociaux, des vidéos courtes et de l'intelligence artificielle ? Nous participons nous-mêmes à d'autres formats pour la diffusion des connaissances, à l'université comme dans l'industrie. Il nous a pourtant semblé que le livre restait un support particulièrement adapté à un contenu délimité, structuré, cohérent et exigeant. Sa déconnexion des sollicitations permanentes du numérique favorise la concentration et permet une compréhension plus approfondie. Un soin particulier a été apporté aux schémas pour faciliter la compréhension des principes ainsi qu'aux illustrations industrielles, pour présenter les technologies et leurs applications. Des exemples chiffrés viennent compléter ces explications. Nous avons également cherché à élargir notre propos aux quadricycles à moteurs et aux camions, afin de donner une vision aussi large que possible de l'électrification des transports routiers.

La partie 1 commence par quantifier le besoin de transport terrestre. Elle compare ensuite les réponses apportées par les chaînes de traction thermiques, hybrides et électriques avant d'aborder les enjeux environnementaux, géopolitiques et économiques associés à leur développement.Une fois le besoin défini et les principales contraintes posées, la partie 2 est consacrée à l'étude du groupe motopropulseur. Elle présente les principes des trois grandes familles de moteurs utilisées dans les véhicules électriques ainsi que ceux de leur onduleur et de leur commande. Elle décrit ensuite les technologies retenues aujourd'hui et se termine par un chapitre consacré aux évolutions possibles des machines et des onduleurs.

Organe clé du véhicule électrique, la batterie est l'objet de la partie 3. Après une explication du principe de fonctionnement d'une cellule, celle-ci détaille les différentes chimies, leurs performances et leurs limites. Elle présente ensuite les technologies mises en œuvre au sein du pack batterie et se conclut par un aperçu des perspectives, encore très prometteuses dans ce domaine.



Enfin, la partie 4 s'intéresse aux interactions entre le véhicule et le réseau électrique. Elle commence par montrer comment le véhicule peut s'intégrer au réseau de manière acceptable, voire bénéfique, avant de présenter les différents systèmes de recharge : chargeurs embarqués, recharge haute puissance et recharge sans fil. Pour chacun, nous revenons sur les principes de fonctionnement, les technologies retenues et leurs perspectives d'évolution

Cet ouvrage permettra à chacun, qu'il soit étudiant, ingénieur, technicien, enseignant, professionnel de l'automobile ou simplement curieux, de mieux comprendre les technologies qui transforment aujourd'hui le véhicule et, plus largement, notre façon de nous déplacer.

Les auteurs

Sous la direction de **Anthony Juton**, professeur agrégé ENS Paris Saclay. **Xavier Rain**, professeur agrégé IUT Cachan. **Morgan Almanza**, maître de conférences ENS Paris Saclay / SATIE. **François Orsini**, responsable innovation batterie, Renault. **François Costa**, professeur des universités émérite, université Paris Est Créteil / SATIE. **Éric Labouré**, professeur des universités Université Paris Saclay / GeePs. **Seddik Bacha**, professeur des universités Université de Guyane / Espace-DEV. **Hélène Cailleux**, responsable formation électrification, Stellantis. **Éric Gimet**, expert électronique de puissance, Stellantis. **Bertrand Largy**, expert traction électrique, ex-Renault. **Fabrice Le Berr**, responsable de département systèmes électriques, IFPEN. **Yves Lembeye**, professeur des universités Université Grenoble Alpes / G2Elab. **Javier Ojeda**, maître de conférences ENS Paris Saclay / SATIE. **Sophie Personnaz**, directrice matériaux pour l'électromobilité, Valeo. **Francis Roy**, chef de projet advanced ePowertrain, Stellantis. **Damien-Pierre Sainflou**, chef de produit V2G, Renault

Principe de fonctionnement de l'IRM

La Revue 3EI
Culture Sciences de l'Ingénieur

Théodore BRIERRE

Édité le 15/09/2025

école normale supérieure paris-saclay

Cette ressource est issue d'un travail personnel de Théodore Brierre, élève en 4ème année à l'ENS Paris-Saclay. Ce texte a été relu par Bastien Guerin professeur à Harvard Medical School, et *Thomas Rodet, enseignant chercheur DER SIEN, ENS Paris-Saclay, laboratoire SATIE.*

L'imagerie par résonance magnétique (IRM) est une technique d'imagerie souvent utilisée dans le domaine médical. Son rôle principal est de réaliser des images 2D ou 3D du corps humain. Les images faites par une IRM sont conventionnellement en niveaux de gris. On associe souvent le terme IRM à la machine dédiée pour réaliser cette image. Cette machine ressemble à un grand cylindre creux pouvant accueillir une table qui positionne le patient au milieu de celui-ci (Fig. 1). Une séance d'IRM clinique dure en général 20 minutes, le patient doit se changer afin de ne porter aucun métal sur lui, et s'équiper d'un système anti-bruit. En effet, une séance peut être désagréable en raison des bruits répétitifs en partie produits par les bobines de gradients nécessaires pour produire une image. Le tunnel de l'IRM plus long que les scanners tomodensitométrie (TDM ou CT pour computed tomography en anglais, c'est la version 3D d'une image rayon X, ou une *radio*) peut également créer des sensations de claustrophobie.

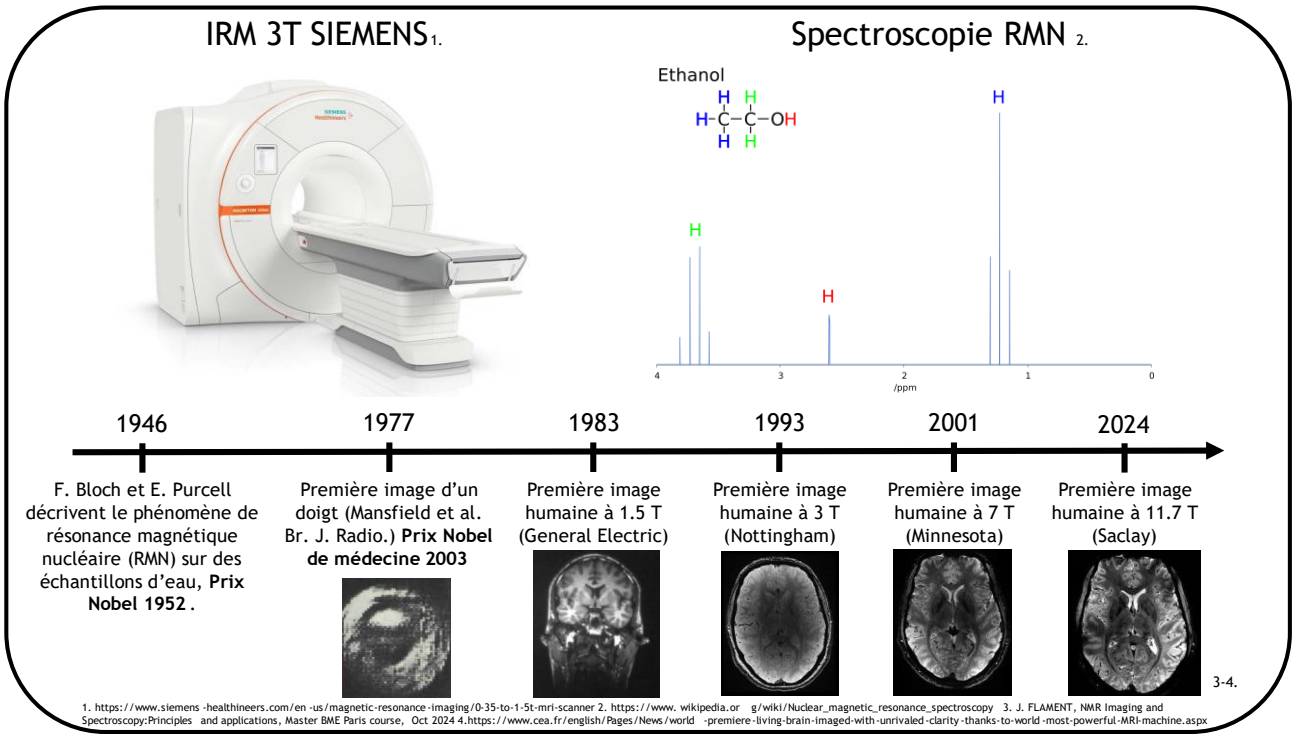


Figure 1 : IRM de recherche, RMN d'un liquide, frise chronologique de l'IRM. [3]

Cette ressource présente les principes fondamentaux autour de la physique de l'imagerie par résonnance magnétique depuis le principe de l'aimantation magnétique jusqu'aux différentes types d'imagerie en passant par la structure d'une IRM et la réalisation d'une image.

1 - Introduction

L'IRM repose sur l'utilisation d'un champ magnétique intense afin d'obtenir une image. En général, ce sont les atomes d'hydrogène H_1 qui sont imagés, car ils sont très abondants et sensibles au champ magnétique. Dans le cas du corps humain, les atomes d'hydrogène sont présents dans les molécules d'eau (H_20) qui compose ~99% de la matière organique.

Il est aussi possible d'analyser un liquide en réalisant une spectroscopie nucléaire par résonance magnétique (NMR) pour connaitre la composition précise du liquide (Fig. 1). C'est d'ailleurs cette technique qui fut découverte en premier en 1946 par F.Bloch[1] et E.Purcell[2] qui seront en 1952 lauréats du prix Nobel de physique. Au cours du temps, la qualité de l'IRM a augmenté en fonction de la force du champ magnétique devenu de plus en plus puissant, et atteignant 11.7 T pour l'IRM humain dans le laboratoire Français Neurospin au CEA de Saclay.

L'IRM possède de nombreux avantages par rapport aux autres techniques d'imagerie médicale. Contrairement au scanner CT, elle n'utilise pas de rayonnements ionisants qui peuvent être dangereux à hautes doses. Le contraste entre les différents tissus mous est excellent, et plusieurs types de contrastes peuvent être réalisés. En plus de pouvoir réaliser de très bonnes images structurelles (formes des organes, grandeurs physiques), l'IRM peut réaliser des images du métabolisme (grandeurs chimiques et biologiques) et des images fonctionnelles (grandeurs liées à l'activité des neurones). Enfin, l'IRM a la possibilité de réaliser des images en 3D pour planifier des interventions chirurgicales par exemple.

Malgré ses nombreux avantages, l'IRM reste une technique d'imagerie très coûteuse. L'appareil en lui-même est cher en plus du coût de son entretien. Il faut compter environ 1 million de dollars par Tesla de champ magnétique (ex : 1.5 T ~ 1.5 millions €). Un autre coût est la préparation du site où se trouve l'IRM. Cela rajoute souvent autant que le coût de la machine elle-même. Cela s'explique par des réglementations strictes, des dimensions très spécifiques, et la nécessité d'installer de nombreux systèmes de sécurité coûteux, notamment un dispositif permettant d'éteindre entièrement le champ magnétique. L'accès à un IRM peut être réduit dans des zones éloignées des centres médicaux. La durée d'un examen peut être longue (dizaines de minutes) contrairement au scanner CT (quelques secondes). Le patient ne doit pas bouger, dans un tunnel étroit et bruyant ce qui est parfois gênant. L'IRM peut être incompatible avec certains implants comme des pacemakers ou des clips métalliques. Enfin, l'IRM est peu performante pour réaliser des images des os humains, le scanner CT est mieux adapté dans ce cas, c'est pourquoi on réalise une radio et pas une IRM lorsqu'on se casse le bras.

2 - L'aimantation magnétique

Pour mieux comprendre la physique liée à l'IRM, il faut tout d'abord se pencher sur le champ magnétique [5]. Le champ magnétique est un champ vectoriel : en chaque point de l'espace est associé un vecteur défini par sa norme et sa direction souvent désigné par la lettre $\vec{B}$. Cette représentation permet de modéliser et quantifier les effets liés à ce champ magnétique (forces, courants induits, etc.). La présence d'un champ magnétique dans l'espace se traduit par l'existence d'une force agissant sur les particules chargées en mouvement appelée *force de Lorentz*[3] et de divers effets agissant sur certains matériaux. Un champ magnétique peut être produit par des aimants permanents (Terre, aimant du réfrigérateur), par des fils parcourus par un courant

[1] Felix Bloch (1905-1983), physicien suisse
[2] Edward Mills Purcell (1912-1997), physicien américain
[3] Du nom de Hendrik Antoon Lorentz (1853-1928), physicien néerlandais, prix Nobel de physique en 1902

électrique (Fig. 2), ou par la variation temporelle d'un champ électrique. Les effets d'un champ magnétique statique peuvent être ressentis en jouant avec un aimant et une boussole par exemple. La boussole s'aligne avec le champ magnétique de l'aimant.

À l'échelle du noyau d'un atome d'hydrogène, le terme *spin* désigne une propriété quantique intrinsèque, responsable de son comportement magnétique. Ce spin est associé à un moment magnétique, représenté par un vecteur $\vec{\mu}$, qui tend à s'orienter parallèlement ou antiparallèlement au champ magnétique statique de l'IRM, un peu comme l'aiguille d'une boussole dans un champ.

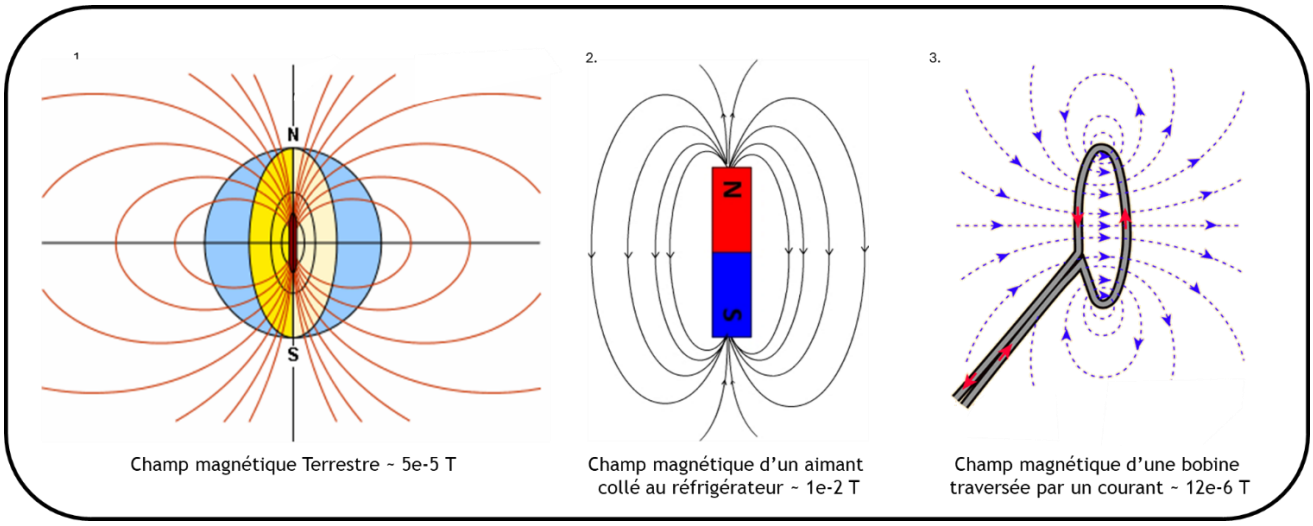


Figure 2 : Image du champ magnétique terrestre, champ d'un aimant, champ d'une bobine.

L'alignement des moments magnétiques des spins peut être sommé et moyenné sur un volume macroscopique et être représenté par un vecteur appelé *Aimantation magnétique* souvent désigné par la lettre $\vec{M}$ (pour *magnetization* en anglais). On a :

$$\vec{M} = \frac{1}{V}\sum_i \vec{\mu_i} \quad (1)$$

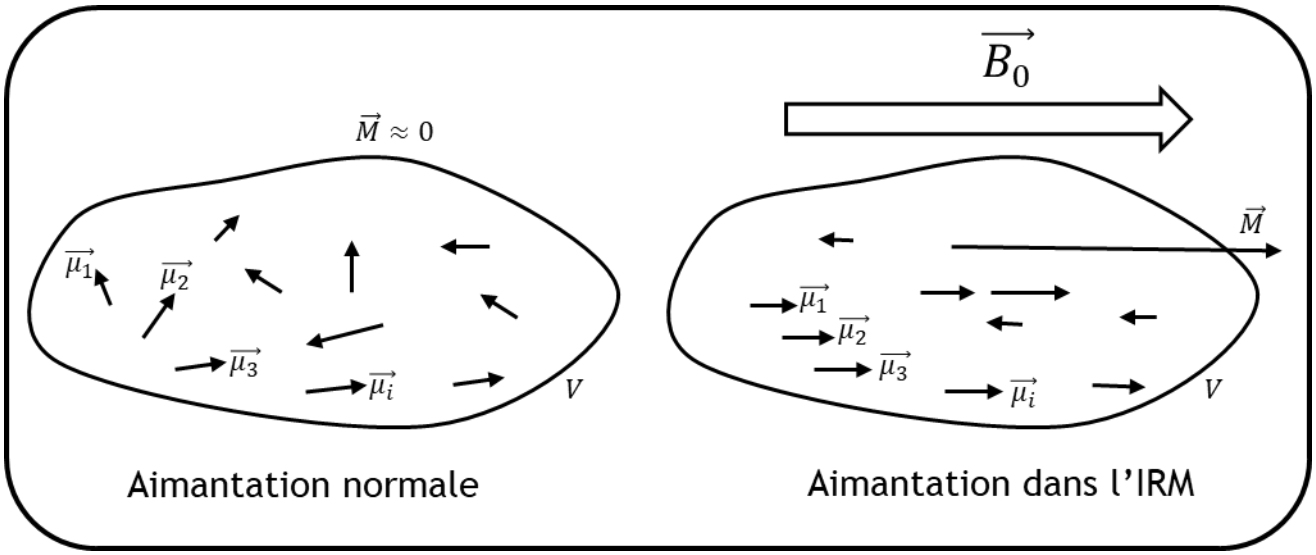


Figure 3 : Vecteur aimantation dans un volume arbitraire.

À noter : la distribution parallèle ou antiparallèle des moments magnétiques n'est pas parfaitement égale ce qui résulte en un vecteur $\vec{M}$ non nul.

Sous l'effet d'un champ magnétique, le vecteur aimantation peut être manipulé afin de l'orienter selon différentes directions. L'orientation d'origine de ce vecteur dans une IRM est celle du champ magnétique intense généré par celle-ci.

L'aimantation magnétique macroscopique $\vec{M}$ sous un champ magnétique constant $\overrightarrow{B_0}$ tourne autour de l'axe de $\overrightarrow{B_0}$ (par convention l'axe z d'un repère orthogonal) à la fréquence de Larmor $f_0 = \gamma B_0$ où $\gamma = 42.57\ MHz.T^{-1}$ est une constante physique appelée *rapport gyromagnétique*. On parle de précession à la fréquence de Larmor de l'aimantation. Ainsi, on associe toujours une fréquence à chaque IRM qui dépend directement de l'intensité du champ magnétique de l'IRM (Fig. 4).

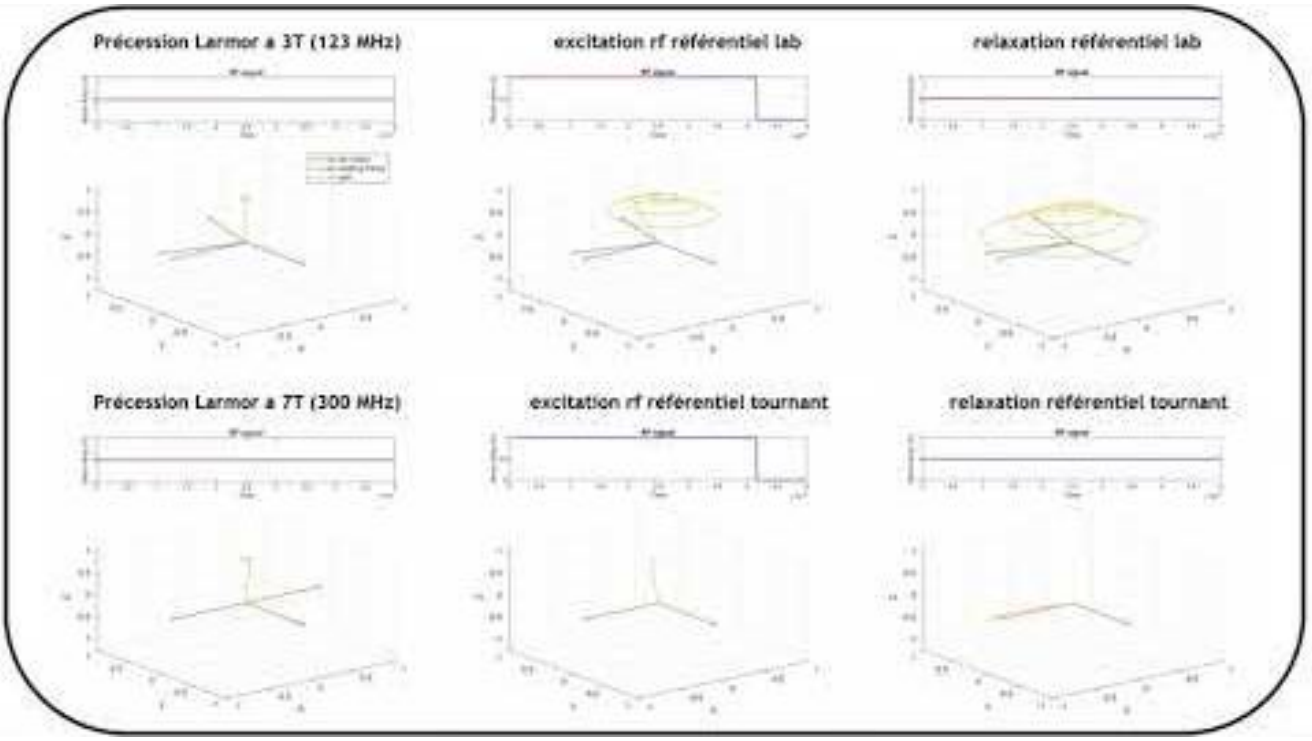


Figure 4 : Représentation vectorielle de l'aimantation, précession et relaxation

Afin de simplifier la visualisation du vecteur aimantation lors d'une séquence d'IRM, on se place dans un référentiel tournant à la fréquence de Larmor (Fig. 4). Si on génère une onde radio fréquence (RF) à la fréquence de Larmor, fréquence à laquelle l'aimantation tourne, il est possible de faire changer la direction de ce vecteur, il quitte alors son état d'équilibre et on parle donc d'excitation RF. On note le champ magnétique généré par l'onde RF le champ B_1.

À noter : Le champ B_0 est statique, et le champ B_1 est sinusoïdal à la fréquence $f_0 = \gamma B_0$

Lorsque le signal RF s'annule, l'aimantation souhaite revenir à son état d'équilibre, c'est-à-dire s'aligner selon l'axe du champ magnétique, on parle alors de relaxation. La relaxation de l'aimantation magnétique selon $\overrightarrow{B_0}$ est décrite par l'équation de Bloch :

$$\frac{dM}{dt} = \gamma M \cdot B_0 - \frac{M_{xy}}{T_2} + \frac{M_0 - M_z}{T_1} \quad \text{Équation de Bloch (2)}$$

M : aimantation ; $\gamma = 42.57\ Hz.T^{-1}$ rapport gyromagnétique ; B_0 : champ magnétique ; M_{xy} aimantation transversale ; M_z aimantation longitudinale

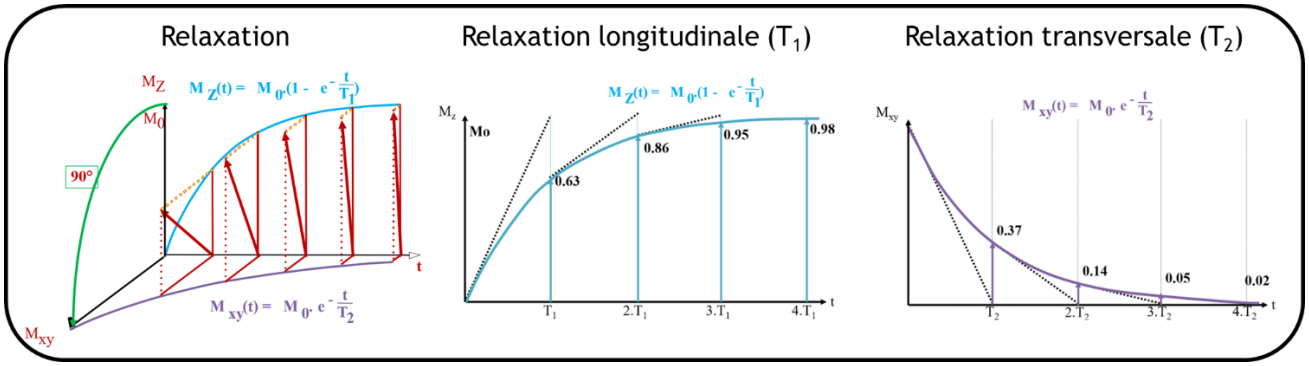


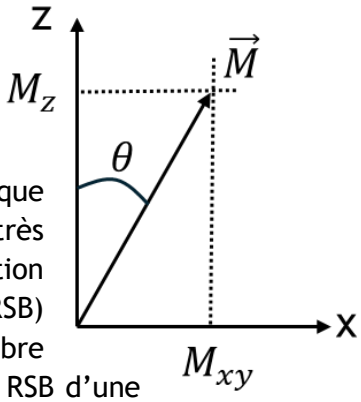
Figure 5 : Relaxation T1 et T2 [3]

La relaxation du vecteur $\vec{M}$ suivant l'axe z peut se caractériser avec deux constantes temporelles qu'on appelle T_1 et T_2. La constante T_1 est associée à la durée nécessaire pour que la composante longitudinale de l'aimantation (M_z) retourne à son état d'équilibre. La constante T_2 est associée à la composante transversale de l'aimantation (M_{xy}). Dans le corps humain, chaque organe et chaque tissu (muscle, graisse, cerveau, …) possède des constantes T_1 et T_2 différentes, ce qui est à l'origine du contraste des images.

Lorsque le vecteur aimantation s'éloigne de l'axe z par l'excitation RF, on peut noter θ l'angle entre $\vec{M}$ et l'axe z, qu'on appelle *angle de rotation*. On a :

$$signal \propto \sin(\theta) \quad (3)$$

$$\theta = cos^{-1}(M_z) = sin^{-1}(M_{xy}) \text{ Angle de rotation}$$



Le signal reçu est donc maximal lorsqu'on excite l'aimantation de sorte que l'angle de rotation soit égal à 90°. Ainsi, une séquence d'IRM commence très souvent par une excitation de l'aimantation pour avoir un angle de rotation non nul. Il est aussi important de noter que le rapport signal sur bruit (RSB) pour une séquence d'IRM est proportionnel à la racine carré du nombre d'acquisitions (équation 4), il est alors coûteux en temps d'augmenter le RSB d'une image en jouant sur ce paramètre.

$$RSB \propto B_0^2 . DP . r_x . r_y . r_z . \sqrt{N} \quad (4)$$

B_0: *Intensité du champ magnétique ;* r_x, r_y, r_z *: taille du voxel ;* N *: nombre d'acquisitions ;* DP: *densité de protons*

3 - La structure d'une IRM

Comme vu dans la partie précédente, pour générer une aimantation non nulle, suivant l'axe z, il est nécessaire de produire un champ magnétique intense. Pour cela, les industriels utilisent des matériaux supraconducteurs, sans aucune résistance électrique à très basse température, environ -263,75 °C (Fig. 6), pouvant être parcourus par un courant électrique intense produisant le champ magnétique (Fig. 2).

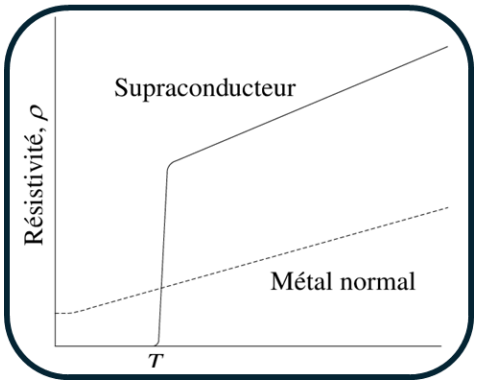


Figure 6 : Résistance d'un métal normal et d'un matériau supraconducteur

Dans la structure d'une IRM, la place dédiée pour induire le champ B_0 est la plus importante, en grande partie à cause du système de refroidissement à hélium liquide des supraconducteurs. Cette partie est représentée en blanc sur la Fig. 7. On retrouve aussi la bobine RF qui sert pour l'excitation de l'aimantation et pour recevoir le signal en rouge. Les bobines de gradient X, Y, et Z respectivement de couleur orange, jaune et bleu servent à modifier localement la valeur du champ B_0 afin de réaliser principalement de l'encodage spatial.

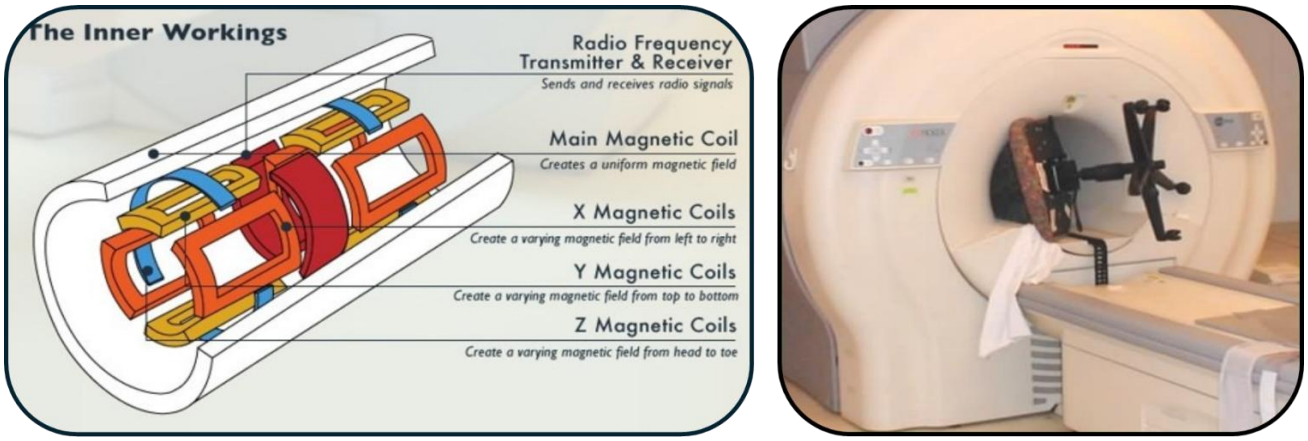


Figure 7 : Structure d'une IRM, et exemple d'accident lié à B_0 [3] [4]

En raison de la complexité du système de refroidissement des bobines de haut champ, il est difficile d'éteindre le champ B_0 ce qui peut causer des accidents liés aux forces magnétiques agissant sur les objets en métal sensibles au champ magnétique (ex : chaise en acier Fig. 7) [2]. C'est pour cela qu'aucun objet métallique n'est accepté dans une salle d'IRM. Le champ magnétique de l'IRM décroît de façon exponentielle avec la distance ce qui le rend très peu attractif pour des objets situés à 3-4m de la machine. Cette distance n'est pas une référence et dépend de la force du champ B_0.

À noter : « Le champ magnétique est toujours actif ! » phrase de prévention qu'on entend (très) souvent quand on travaille avec une IRM.

4 - Réaliser une image en 3D

Comme nous l'avons vu précédemment, il est possible d'exciter un volume entier de protons à l'aide d'une onde RF, puis de lire le signal de chaque proton correspondant à une zone de l'espace de ce volume. Cependant, le signal mesuré par l'antenne RF est la somme des vecteurs aimantation du volume entier. Il est nécessaire d'utiliser certaines techniques afin d'encoder l'espace et reconstruire une image. Pour réaliser une image 3D il faut trois façons différentes d'encoder

l'espace pour chaque dimension x, y et z. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter l'encodage 3D en prenant exemple une séquence simple appelée '*écho de gradient*'.

A. Excitation et sélection de tranche

La première méthode appelée *sélection de tranche* consiste à exciter ou retourner uniquement l'aimantation des protons compris dans une tranche d'un volume choisi (Fig. 8a). Par convention, on prend l'axe z comme celui sur lequel la sélection de tranche sera faite. Une sélection de tranche repose d'abord sur le fait de retourner l'aimantation à 90° afin de produire du signal, on utilise alors une antenne RF de transmission qui émet une onde dans tout le volume. Cependant, l'excitation se fait à une fréquence RF bien précise (fréquence de Larmor) associée au champ magnétique B_0. Ainsi, si un proton se trouve dans une zone où le champ magnétique est différent de B_0, il ne sera pas excité par l'onde RF et restera aligné avec l'axe z (on a alors aucun signal provenant de cette zone). [1]

Pour faire varier légèrement la valeur de B_0 localement, on utilise des antennes de gradient. Leur rôle est de modifier la valeur du champ magnétique en fonction de la position. On aura alors pour $z \neq 0, B = B_0 + \delta B$ et pour $z = 0, B = B_0$. Les protons situés dans le plan x-y à z = 0 produiront un signal RF. Pour modifier la sélection de tranche sur l'axe z, il suffit de modifier la fréquence d'excitation RF correspondant au champ local (ex : $z_i \neq 0, B_i = B_0 + \delta B \rightarrow f_i = f_0 + \delta f$).

B. Acquisition de ligne

Les deux autres méthodes d'encodage se font après excitation. L'aimantion est donc en relaxation et retrouve peu à peu sa position d'origine suivant l'axe z. C'est aussi après l'excitation, qu'on peut lire le signal vu que l'angle de rotation est supérieur à zéro. L'acquisition de ligne consiste à appliquer un gradient suivant l'axe x (par convention) pendant la mesure du signal RF. Les protons suivant l'axe x 'voient' un champ magnétique différent, ce qui signifie que leur fréquence de précession est aussi une fonction de la position. Il est donc possible de mesurer la somme de tous les signaux et par analyse de Fourier, retrouver l'intensité du signal associé à toutes les fréquences/position (Fig. 8b). Cette étape se fait en dernier lorsqu'on lit le signal. Il faut alors trouver une dernière méthode afin d'encoder l'axe y.

C. L'encodage de phase

Pour encoder l'axe y, on réalise un encodage de phase. Cela consiste à appliquer un gradient selon l'axe y pendant un léger lapse de temps. Lorsqu'on applique ce gradient, une phase positive est accumulée par les protons situés dans les zones de gradient positif. Le vecteur aimantation aura eu une fréquence plus élevée pendant un certain temps, il aura donc tourné plus vite que les autres et acquit une phase, et inversement pour les zones de gradient négatif. Pour une même colonne de protons qui tournera à la même fréquence lors de l'acquisition de ligne, on applique l'encodage de phase juste avant afin de pouvoir les différentier après traitement du signal (Fig. 8c).

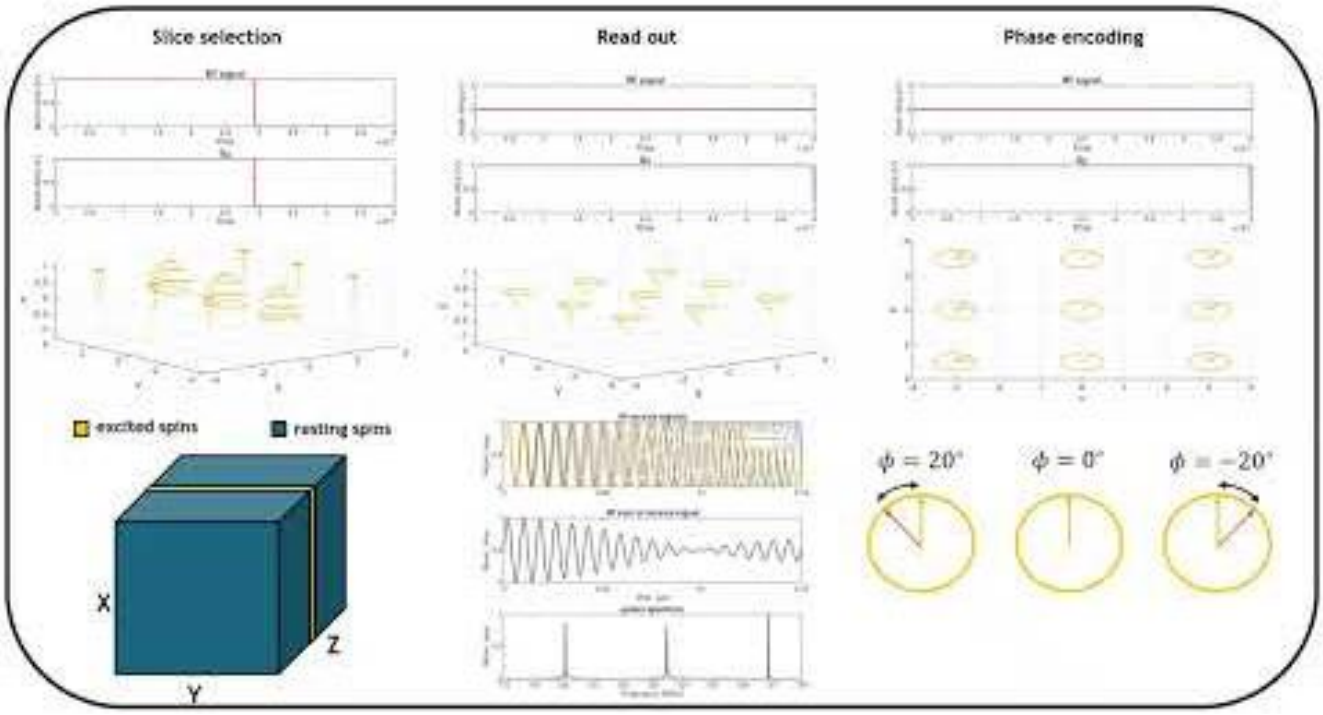


Figure 8 : Sélection de tranche, acquisition de ligne, et encodage de phase

À noter : Le champ B_0 est généré par les supraconducteurs, il est très intense et ne s'éteint jamais. Le vecteur $\overrightarrow{B_0}$ est principalement suivant z dans l'IRM, on a donc : $\overrightarrow{B_0} = B_0.\vec{z}$. Les antennes de gradient (Fig. 7) modifient localement le champ B_0, leur champ est donc aussi orienté selon l'axe z (Fig. 9), même si le gradient peut être suivant une autre direction (ex : $\overrightarrow{B_{grad}}(x) = B_{grad}(x).\vec{z}$). Le principal rôle d'un gradient est de modifier la fréquence de précession ou la phase d'une aimantation pour une position (x,y,z) dans l'espace.

Pour résumer, une image d'IRM avec une séquence d'écho de gradient (Fig. 9) est réalisée tout d'abord en excitant qu'une seule partie du volume entier, uniquement les protons présents dans une certaine tranche. Ensuite, on applique un gradient selon l'axe y pour déphaser les protons d'une même colonne. On peut ensuite lire le signal des protons d'une ligne en appliquant un gradient suivant x tout en mesurant la somme des signaux de cette même ligne. On mesure dans ce cas uniquement les protons d'une ligne (tous à la même phase). Il faut reproduire cette séquence (excitation, phase, lecture) pour toutes les colonnes de cette tranche puis pour toutes les autres tranches du volume pour obtenir une image 3D entière.

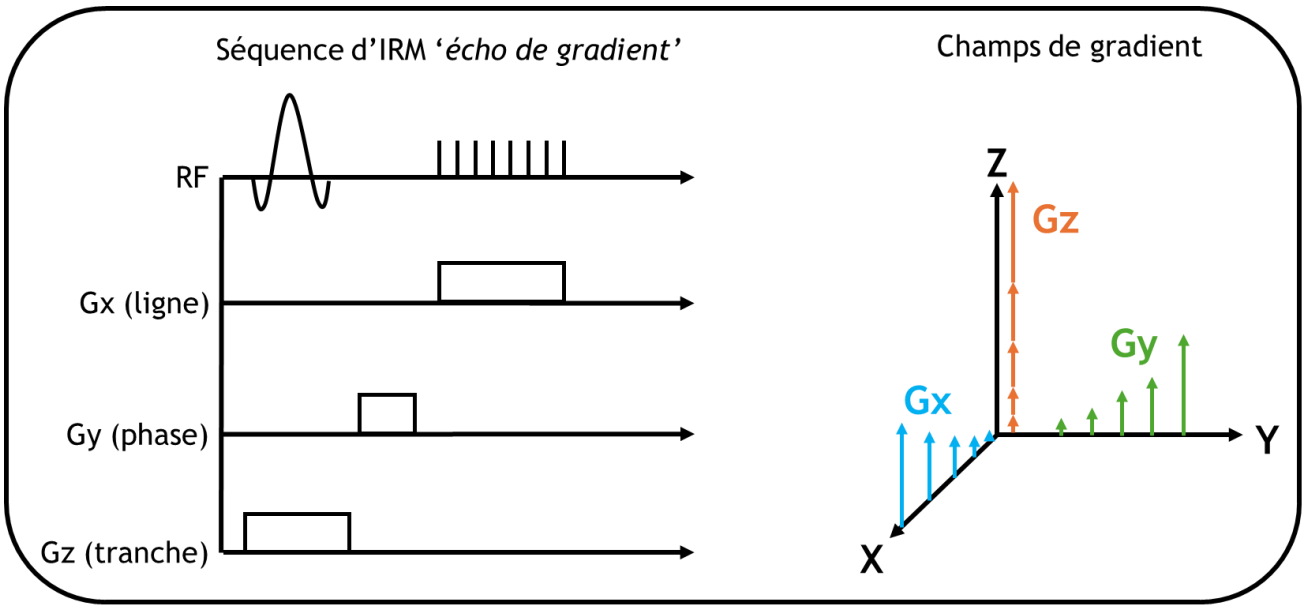


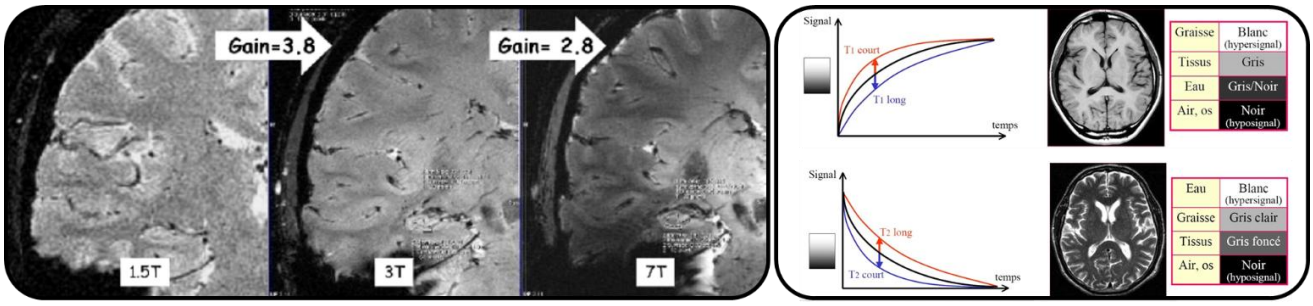
Figure 9 : Séquence d'IRM d'écho de gradient et champs de gradient magnétiques

5 - Les différents types d'images

Nous avons vu dans les parties précédentes comment manipuler les vecteurs aimantation afin d'émettre un signal RF et comment encoder l'espace pour former une image. Les tissus du corps humain possèdent tous une constante T1 et T2 associées à leur composition. En jouant sur l'excitation RF, il est alors possible de réaliser des images avec des contrastes différents (Fig. 10).

Contraste T1 : pour ce contraste, les parties du corps avec un T1 court seront de forte intensité, comme la graisse ou les tissus (Fig. 10). Le contraste T1 d'une image de cerveau est facilement reconnaissable car la matière grise (périphérique) et la matière blanche ont la même couleur que leur nom. L'eau, l'air et les os sont en noir.

Contraste T2 : ce contraste met en lumière les parties du corps avec un long T2 comme l'eau par exemple (Fig. 10).



Contraste et resolution en fonction de B_0 — Image T_1 et T_2

Figure 10 : Résolution et contrastes T1, T2 [3]

La résolution d'une IRM peut descendre en dessous du millimètre, mais cela reste bien moins précis que l'imagerie optique par exemple. La résolution augmente avec l'intensité du champ B_0, c'est l'une des raisons pour lesquelles les chercheurs tentent de produire un champ magnétique de plus en plus intense.

Imagerie fonctionnelle :

Au cours de son histoire, l'IRM est devenue de plus en plus performante pouvant mesurer des changements d'états au niveau du cerveau sur une très courte durée, pouvant ainsi mesurer l'activité cérébrale.

L'activité cérébrale repose sur l'activation de certains neurones dans le cerveau. Plusieurs études montrent que certaines zones du cerveau peuvent être associées à une tache bien précise (Fig. 11). Par exemple les zones du langage se trouvent principalement sur la tempe gauche. Pour mesurer l'activité des neurones, on mesure l'augmentation de la concentration en molécules d'oxygène dans une zone du cerveau (Fig. 11).

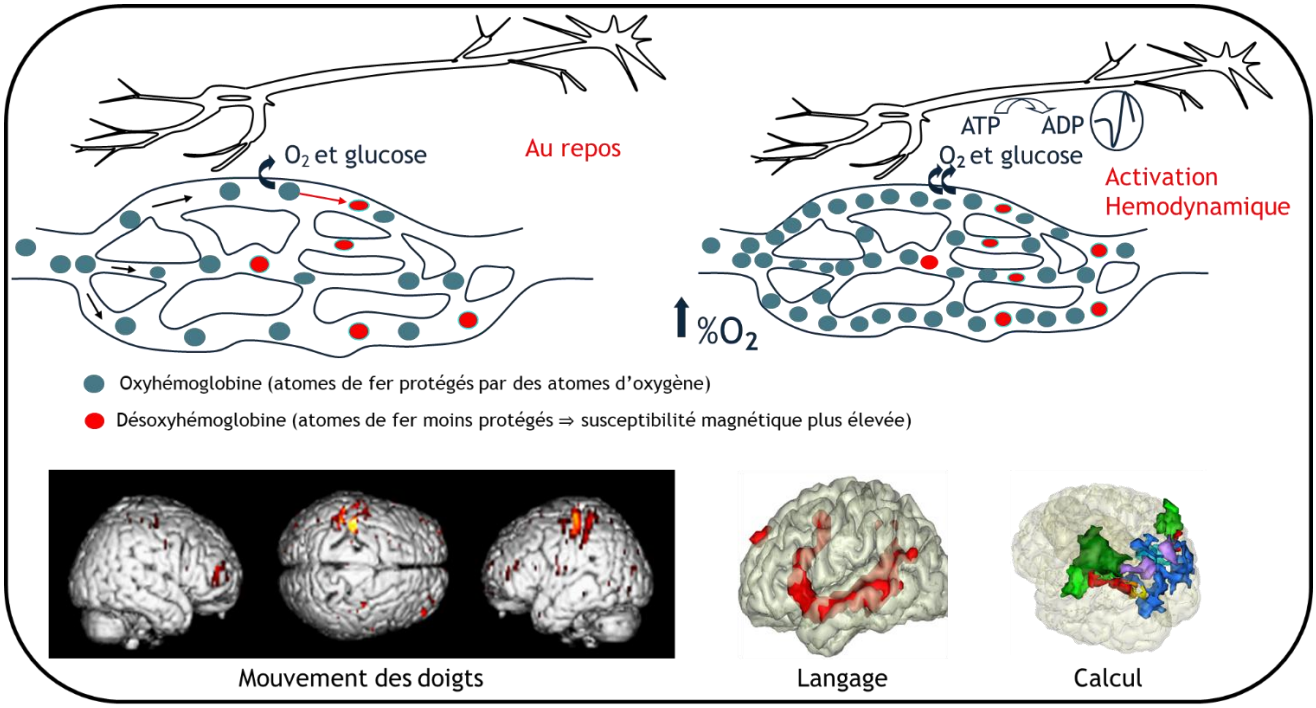


Figure 11 : Images fonctionnelles d'un cerveau [3]

Ainsi, il possible de réaliser des expériences où un sujet est soumis à une stimulation précise (ex : analyser avec ses yeux, toucher des boutons avec ses doigts, etc.) et réaliser une carte du cerveau avec les activités cérébrales associées à chaque zone.

Imagerie de diffusion :

Une autre application très utilisée en IRM est l'imagerie de diffusion qui consiste à mesurer la diffusion des particules dans un tissu. La diffusion est un mouvement aléatoire et microscopique des molécules, et elle varie notamment en fonction de la forme des tissus. On peut donc reconstruire les connexions cérébrales dans le cerveau (Fig. 12). C'est aussi une méthode très utilisée pour la détection d'anévrismes.

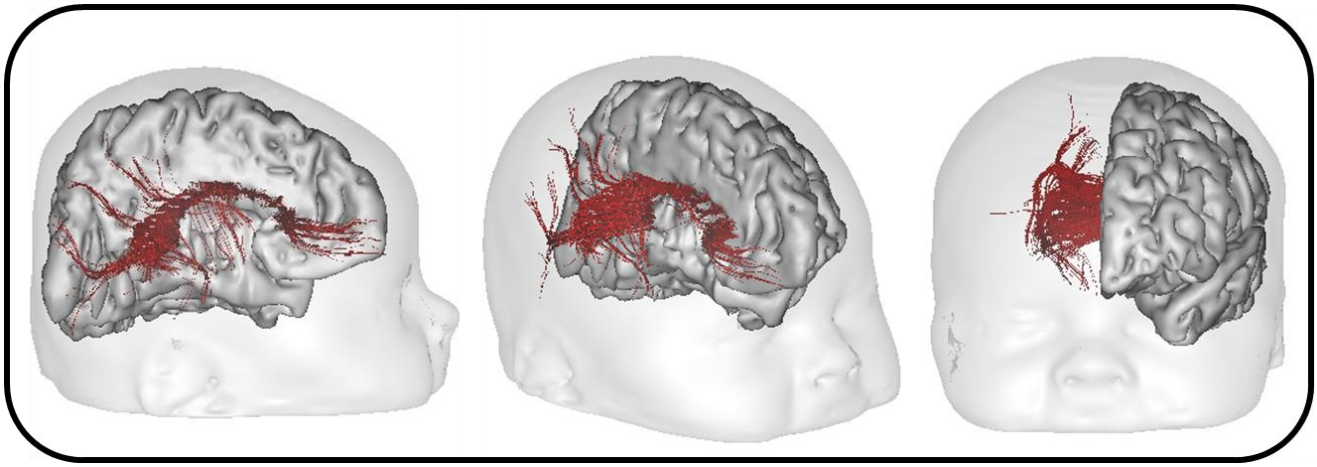


Figure 12 : Images de diffusion d'un cerveau [3]

6 - Conclusion

L'IRM est une technique d'imagerie indispensable en médecine aujourd'hui. Elle est utilisée pour diagnostiquer une très grande variété de symptômes du cerveau jusqu'aux pieds. La recherche dans le domaine de l'imagerie par résonance magnétique est très vaste, et s'oriente souvent dans le but d'améliorer la qualité de l'image en construisant des systèmes de plus en plus performants mais

aussi de meilleurs algorithmes de reconstruction utilisant l'intelligence artificielle. Le temps de scan peut aussi être réduit en optimisant les séquences (ex : séquence écho planar). D'autres laboratoires s'intéressent à la conception d'un aimant de plus en plus puissant pour gagner en contraste et résolution pour un même temps d'acquisition (équation 4).

Références :

[1]: M. POIRIER-QUINOT, *L'imagerie médicale, quand la physique rencontre la médecine*, Culture science de l'ingénieur, Nov 2019, , https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/limagerie-medicale-quand-la-physique-rencontre-la-medecine

[2]: B. GUERIN, *MRI at ultra-high field: Technical challenges, clinical &research opportunities,* Master BME Paris course, Oct 2024.

[3]: J. FLAMENT, *NMR Imaging and Spectroscopy: Principles and applications,* Master BME Paris course, Oct 2024.

[4]: https://mriinfo.weebly.com/parts-of-the-machine.html

[5]: https://fr.wikipedia.org/wiki/Champ_magn%C3%A9tique

L'IRM à très bas champ magnétique

La Revue 3E.I
Culture Sciences de l'Ingénieur

Thomas BOULANGER

Édité en septembre 2026

école normale supérieure paris-saclay

Cette ressource est issue du travail personnel de Thomas Boulanger, doctorant au Laboratoire Nano-magnétisme et Oxydes (LNO) du CEA - SPEC dont le sujet de thèse porte sur l'IRM très bas champ. Ce texte a été relu par Claude Fermon, directeur de recherche au LNO, CEA - SPEC.

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ème trimestre 2026.

L'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) à très bas champ magnétique est une technologie émergente qui permettrait d'étendre l'accès à cette technologie d'imagerie médicale à une plus grande partie de la population.

Alors que les IRM conventionnelles fonctionnent à des champs de 1,5 à 3 Tesla (T), l'IRM à très bas champ opère entre 1 mT et 100 mT. L'IRM développée au CEA - SPEC utilise un champ de 10 mT, soit environ 150 à 300 fois moins qu'une IRM conventionnelle. Cette forte réduction du champ magnétique permet d'obtenir des appareils beaucoup plus abordables, plus silencieux et compatibles avec des applications nouvelles comme l'imagerie des bébés prématurés directement dans leur couveuse ou encore pour des porteurs d'implants médicaux.

Cet article expose les principes fondamentaux de l'IRM, les contraintes liées aux hauts champs, les avantages du très bas champ et les défis scientifiques et techniques qui restent à relever ainsi que les différentes pistes explorées pour permettre le développement de ces appareils.

1 - Fonctionnement d'une IRM

L'Imagerie par Résonance Magnétique repose sur un phénomène physique découvert en 1946 simultanément par F. Bloch et E. Purcell [1] : la Résonance Magnétique Nucléaire (RMN). L'IRM utilise les propriétés magnétiques des noyaux atomiques, en particulier les protons de l'hydrogène, abondants dans le corps humain sous forme de molécules d'eau. Cette méthode d'imagerie est non invasive, ne nécessite pas d'exposition aux rayonnements ionisants et offre un contraste élevé entre différents types de tissus la rendant particulièrement adaptée pour l'imagerie médicale.

1.1 - Les trois phases de la RMN

Le phénomène RMN se décompose en trois étapes successives [2] :

1. Polarisation : Lorsqu'un corps humain est placé dans un champ magnétique statique $\vec{B}_0$, les spins des protons du noyau d'hydrogène s'alignent partiellement selon la direction de ce champ. Cet alignement crée une aimantation macroscopique $\vec{M}_0$, dont l'intensité est proportionnelle au champ B_0 [3] :

$$M_0 = \frac{N\gamma^2\overline{h}^2}{4k_BT}B_0 \quad (1)$$

où N est le nombre de spins par unité de volume, γ le rapport gyromagnétique du proton, $\overline{h}$ la constante de Planck réduite, k_B la constante de Boltzmann et T la température absolue.

Cette relation fondamentale signifie que plus le champ magnétique est fort, plus l'aimantation est grande, et donc plus le signal émis sera intense. Cette relation explique pourquoi l'IRM conventionnelle utilise des champs de plusieurs Tesla afin d'avoir un meilleur rapport signal sur bruit (SNR) et donc une meilleure qualité d'image.

2. Excitation (résonance) : Lorsqu'ils sont soumis à un second champs magnétique oscillant $\vec{B}_1$, les protons précessent (tournent comme une toupie) autour de l'axe du champ $\vec{B}_0$ à une fréquence précise appelée *fréquence de Larmor* [2] :

$$f_0 = \frac{\gamma}{2\pi} B_0 \tag{2}$$

Pour les protons d'hydrogène, $\frac{\gamma}{2\pi} \approx 42,58$ MHz/T. Ainsi, dans un IRM à 1,5 T, les protons précessent à environ 63,8 MHz. D'autres atomes ayant un spin nucléaire (C, O, F, P, Xe, ...) peuvent également être utilisés mais ils possèdent une fréquence de résonance différente. Pour les exciter, on applique une impulsion radiofréquence $\vec{B}_1$ (RF) à cette fréquence exacte, ce qui fait basculer l'aimantation dans le plan perpendiculaire à $\vec{B}_0$.

3. Relaxation : Après l'impulsion RF, les protons retournent à leur état d'équilibre (alignement suivant $\vec{B}_0$) en émettant un signal radiofréquence détectable, appelé FID (*Free Induction Decay*) [2]. Ce retour à l'équilibre se fait selon deux processus indépendants :

- **Relaxation longitudinale (T1) :** L'aimantation retrouve sa direction selon $\vec{B}_0$. Le temps T1 reflète les interactions entre les spins et leur environnement chimique.
- **Relaxation transverse (T2) :** Les spins se déphasent les uns par rapport aux autres dans le plan perpendiculaire. Le temps T2 reflète les interactions entre spins.

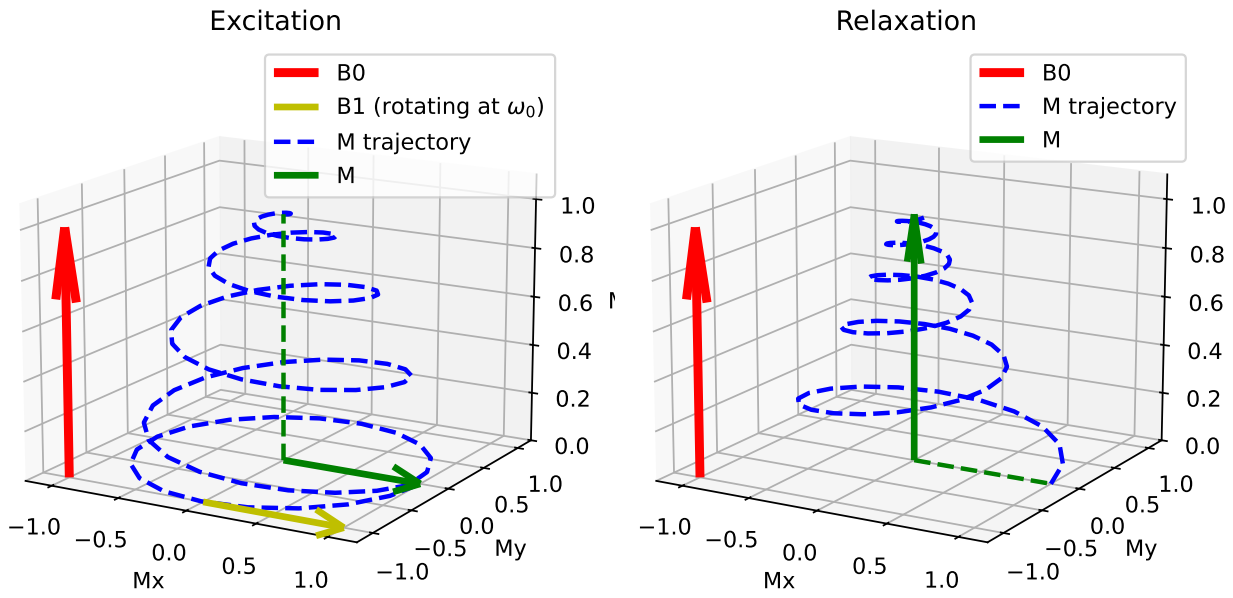


Figure 1 : Schéma de l'excitation et de la relaxation du spin. (figure animée, utilisez un lecteur compatible. Une version statique est disponible en annexe)

1.2 - De la RMN à l'IRM : l'encodage spatial

La RMN fournit un signal global, mais pas d'image. Pour localiser spatialement les protons, l'IRM ajoute trois gradients de champ magnétique linéaires $\vec{G}_x$, $\vec{G}_y$, $\vec{G}_z$ au champ principal [4] :

$$B(\vec{r}) = B_0 + G_x x + G_y y + G_z z \tag{3}$$

Ces gradients rendent la fréquence de Larmor dépendante de la position : les protons situés à différentes positions précessent à des fréquences différentes. Le signal acquis est ainsi un mélange de fréquences qui, une fois transformé par une Transformée de Fourier, reconstruit l'image de la densité protonique.

L'acquisition se fait dans l'*espace des k*, un plan réciproque au domaine spatial qui contient l'information fréquentielle de l'image [2]. Le centre de l'espace des k contient les informations de basse fréquence (la forme générale de l'image), tandis que les bords contiennent les détails fins.

Trois types d'encodage sont utilisés avec les gradients :

- **Encodage en fréquence (lecture) :** un gradient est appliqué pendant l'acquisition du signal.
- **Encodage en phase :** un gradient est appliqué brièvement avant l'acquisition pour coder une dimension spatiale.
- **Sélection de coupe :** un gradient est appliqué pendant l'impulsion RF pour n'exciter qu'une tranche spécifique du corps.

1.3 - Séquences d'acquisition et contrastes

Les séquences d'IRM sont des enchaînements précis d'impulsions RF et de gradients. Deux séquences fondamentales existent [2] :

Écho de Spin (SE) : Une impulsion RF créer un angle de $\pi/2$, elle est suivie d'une seconde impulsion ajoutant un angle de π à mi-temps. Cette seconde impulsion refocalise les spins et annule les effets des inhomogénéités du champ magnétique. C'est la séquence de référence pour mesurer le T2. (voir figures 2 et 3)

Écho de Gradient (GE) : Au lieu de l'impulsion à π, on inverse le gradient de lecture. Cette séquence est plus rapide, mais ne corrige pas les inhomogénéités de B_0.

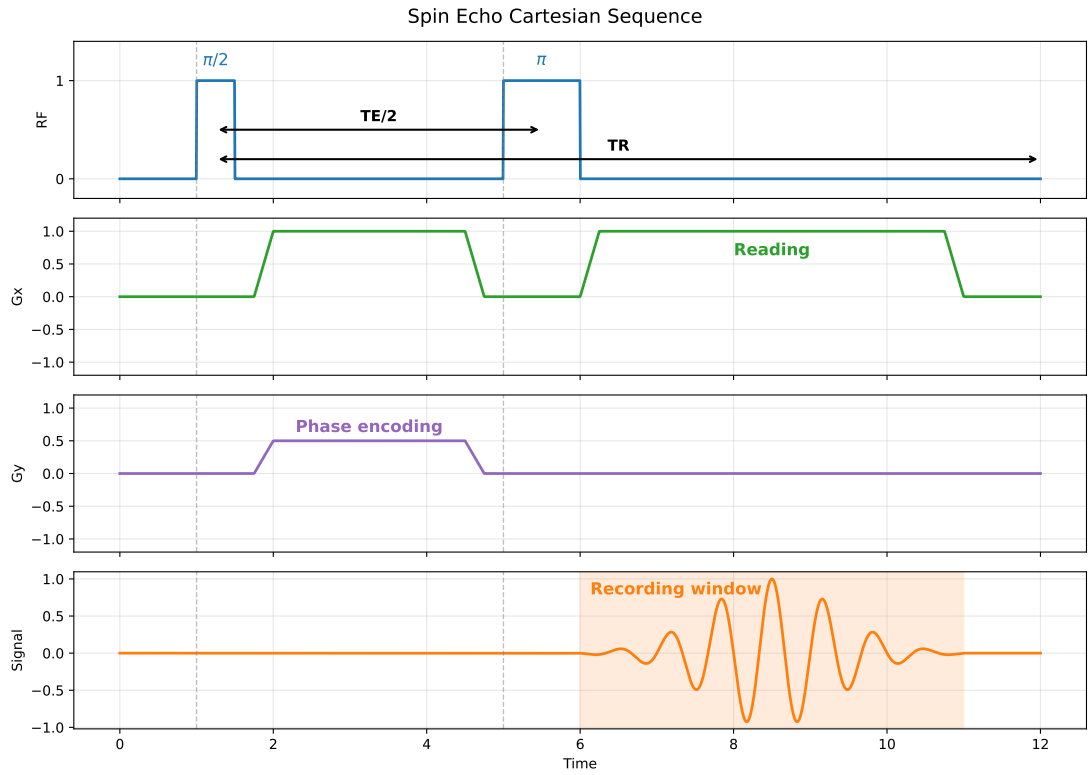


Figure 2 : Séquence d'écho de spin, montrant l'application des gradients (Gx en gradient de lecture et Gy en gradient de phase), de la pulsation RF et l'acquisition du signal.

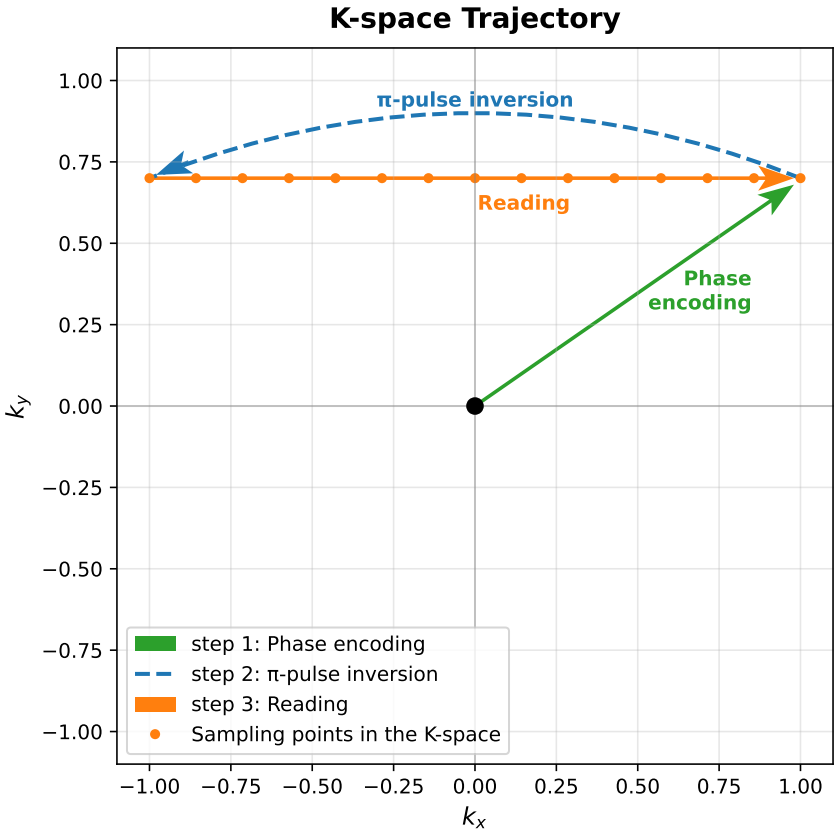


Figure 3 : Parcours de l'espace des k lors d'une acquisition cartésienne en écho de spin, avec les gradients Gx et Gy et l'inversion de $\pi/2$.

Une fois l'acquisition de l'espace des k terminée, l'image est reconstruite par Transformée de Fourier de l'espace des k car ce dernier est la représentation fréquentielle de l'image.

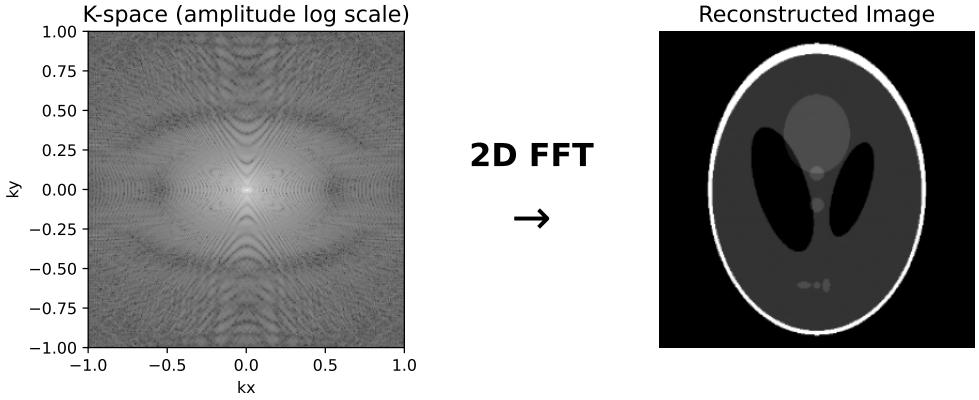


Figure 4 : Reconstruction de l'image par Transformée de Fourier 2D de l'espace des k.

Les contrastes d'image sont obtenus en jouant sur deux paramètres : le **TR** (Temps de Répétition, entre deux acquisitions) et le **TE** (Temps d'Écho, entre l'impulsion et l'acquisition). Trois types de pondérations sont principalement utilisés :

Pondération T1 : TR et TE courts. Les tissus avec un T1 court (comme la graisse) retrouvent rapidement leur aimantation longitudinale et apparaissent clairs. Les tissus avec un T1 long (comme le liquide) apparaissent sombres.

Pondération T2 : TR et TE longs. Les tissus avec un T2 long (comme le liquide) conservent leur signal plus longtemps et apparaissent clairs. Les tissus avec un T2 court apparaissent sombres.

Pondération densité de protons : TR long et TE court. Le contraste reflète simplement la concentration en protons (eau) du tissu.

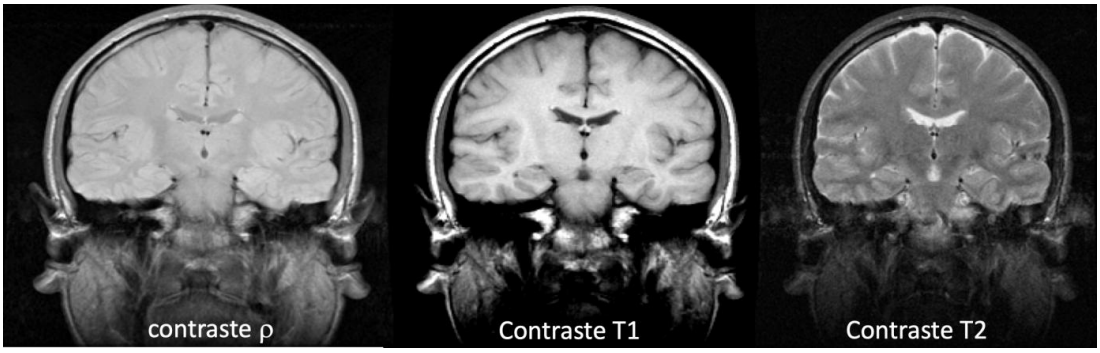


Figure 5 : Exemples de contrastes d'IRM : densité de protons (ρ), T1 et T2. Image issue de [5].

1.4 - Composants d'un système IRM

Un système IRM comprend cinq sous-systèmes principaux :

- Le champ statique B_0 constitué d'une bobine principale avec son alimentation en courant ou d'un aimant permanent
- Les gradients constitués de 3 bobines (une par direction) avec leur amplificateurs de courant

- L'émission RF constituée d'une bobine avec son amplificateur et son oscillateur
- La chaîne de réception constituée d'une ou plusieurs bobines avec une série d'amplificateurs et une électronique d'acquisition
- Un ordinateur de traitement

Chacun de ces sous-systèmes possède des caractéristiques intrinsèques qui diffèrent en fonction du champ. Le tableau 1 compare les caractéristiques des systèmes IRM haut champ et très bas champ.

Paramètre	Haut champ	Très bas champ
Champ B_0	1,5-3 T	1 à 100 mT
Aimant	Bobine supraconductrice	Bobines de Maxwell/aimants permanents
Refroidissement	Hélium liquide (4 K)	Eau ou non nécessaire
Bruit acoustique	$\sim$110 à 130 dB	Négligeable
SAR	Élevé ($\propto f_0^2$)	Très faible
Design	Fermé (tunnel étroit)	Ouvert (zone d'insertion)
Coût	Environ 1 M$/T (achat)	De l'ordre de 100 k$
SNR	Élevé	Faible

Tableau 1 : Comparaison des caractéristiques entre un IRM haut champ et un IRM très bas champ.

2 - Limitations liées au haut champ

Les IRM cliniques standards fonctionnent à des champs de 1,5 à 3 Tesla. Ce champ est nécessaire pour obtenir une bonne résolution et diminuer le temps d'acquisition car le SNR est proportionnel au champ (eq. 1). Cette performance a un coût, tant financier que technique.

Tout d'abord, leur coût est prohibitif. Les IRM haut champ utilisent des aimants supraconducteurs refroidis à l'hélium liquide (4 Kelvin). Le coût d'achat d'un IRM 1,5 T avoisine les 1 à 2 millions d'euros, sans compter la maintenance et le remplissage en hélium. L'hélium est une ressource non renouvelable dont les prix fluctuent fortement. L'installation nécessite également une salle blindée (pour contenir le champ magnétique et protéger l'appareil des interférences), un système de refroidissement complexe et un plancher renforcé pour supporter le poids (2 à 10 tonnes).

Le fort bruit acoustique est également un problème majeur. La commutation rapide des gradients de champ provoque des vibrations par la force de Laplace ($\vec{F} = I\vec{L} \times \vec{B}$). Ces vibrations produisent un bruit pouvant atteindre 110 à 130 dB, comparable à un marteau-piqueur. Une protection auditive est obligatoire pour le patient. Ce bruit est particulièrement problématique en néonatalogie, où les nourrissons peuvent être perturbés par les sons forts, et dans les environnements nécessitant du calme.

Le SAR (Specific Absorption Rate) d'une IRM conventionnelle est élevé. L'énergie déposée dans les tissus par les impulsions RF est quantifiée par le SAR :

$$SAR = \frac{\sigma A \omega^2 B_1^2}{2\rho} \tag{4}$$

où σ est la conductivité des tissus, A la surface, ω la fréquence de Larmor, B_1 le champ RF et ρ la densité du tissu. Le SAR étant proportionnel au carré de la fréquence de Larmor, il est environ 22 000 fois plus élevé à 1,5 T (63,8 MHz) qu'à 10 mT (425 kHz). La réglementation impose que la température des organes n'augmente pas de plus de 1°C pendant l'examen. À haut champ, cet échauffement peut devenir limitant.

Le champ magnétique intense crée plusieurs effets secondaires :

- **Projections :** Les objets ferromagnétiques (clé, stylo, chariot) sont attirés vers l'aimant à grande vitesse, créant un risque de collision et de blessure.

- **Effets sur l'appareil vestibulaire (organe sensoriel de l'équilibre) :** Les déplacements d'une personne dans le champ provoquent des étourdissements et des nausées.
- **Ligne de 5 Gauss :** La zone où le champ dépasse les 5 Gauss (5 mT), soit la limite de sécurité définie pour l'exposition des personnes au champ magnétique statique, s'étend à plusieurs mètres de l'aimant, nécessitant une zone de protection importante avec un chambre blindée.

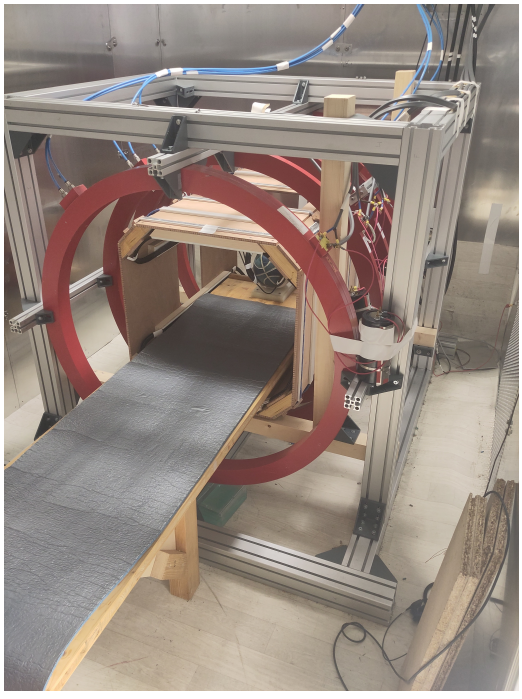
Enfin, l'IRM haut champ exclut une partie significative des patients pour diverses raisons. Le champ magnétique intense attire les objets ferromagnétiques, ce qui rend l'examen impossible pour les porteurs de stimulateurs cardiaques ou d'implants d'ostéosynthèse. Les prothèses métalliques articulaires ou les fragments métalliques oculaires peuvent se déplacer ou chauffer pendant l'acquisition. La claustrophobie, qui touche environ 5 à 7% de la population, est aussi un problème car l'enfermement dans un tunnel étroit (diamètre de 60 cm) provoque de l'angoisse et des mouvements, pouvant dégrader la qualité de l'image. Environ 5% de la population adulte ne peut pas être examinée. Enfin, les bébés prématurés (nés avant 37 semaines de grossesse) représentent 11% des naissances mondiales [3]. Leurs complications cérébrales (AVC ischémiques, hémorragies) sont parmi les plus graves. L'IRM est le meilleur outil pour des diagnostiquer, mais les bébés prématurés ne sont pas transportables hors de leur couveuse. Le transport vers la salle IRM nécessite un incubateur compatible souvent très coûteux mais également une anesthésie générale, une procédure risquée pour ces derniers.

3 - Les intérêts du très bas champ

L'IRM à très bas champ (VLFMRI : *Very Low Field MRI*) fonctionne entre 1 et 100 mT, soit environ 15 à 3000 fois moins qu'une IRM clinique. Cette réduction du champ magnétique offre de nombreux avantages en terme de coût, d'entretien, de sécurité de fonctionnement, de bruit, et permetterait d'augmenter l'accessibilité à l'IRM notamment pour les bébés prématurés.



(a) IRM très bas champ au CEA - SPEC pour l'imagerie des bébés prématurés.



(b) IRM très bas champ à BioMaps pour l'imagerie du cerveau adulte.

Figure 6 : IRM très bas champ à 10mT utilisé au SPEC et à BioMaps

À très bas champ, le champ B_0 est généré par de simples aimants permanents ou par des bobines

de cuivre parcourues par quelques dizaines d'ampères et refroidies à l'eau. Le coût de fabrication et d'entretien du champ B_0 est considérablement inférieur à celui d'un supraconducteur refroidi à l'hélium. Le prix d'une IRM très bas champ est autour de quelques centaines de milliers de dollars, par exemple la société américaine Hyperfine vend une IRM à 64mT pour 400 000€. L'installation est également plus légère (quelques centaines de kg contre plusieurs tonnes) et ne nécessite pas de salle blindée lourde. Cette baisse considérable de poids et d'encombrement permettrait de rendre l'IRM portable et ainsi de se rapprocher du patient lorsque ce dernier ne peut pas être déplacé. La ligne de 5 Gauss est également réduite à l'ordre du mètre.

La force de Lorentz à l'origine du bruit acoustique est proportionnelle au courant dans les gradients et au champ B_0. À 10 mT, les gradients sont environ 1000 fois moins intenses qu'à 1,5 T, et les forces de Lorentz sont considérablement réduites. L'IRM à très bas champ est ainsi quasi silencieuse [6]. Aucune protection auditive n'est nécessaire, et l'appareil est compatible avec les environnements de néonatalogie. A 10 mT, la fréquence de Larmor est d'environ 425 kHz (contre 63,8 MHz à 1,5 T). Le SAR est réduit d'un facteur ~ 22000. L'échauffement des tissus est négligeable, permettant des acquisitions prolongées sans risque.

Les bobines de Maxwell pour le champ B_0 peuvent être espacées pour créer un espace dégagé important permettant d'y placer une couveuse pour bébé prématuré, d'éviter la claustrophobie et d'accueillir des patients dont la morphologie ne permettrait pas d'entrer dans le tunnel d'une IRM haut champ. C'est le cas du le système du CEA - SPEC (Fig. 6a) conçu avec deux paires de bobines laissent un espace suffisant pour insérer une couveuse de bébé prématuré directement dans l'IRM.

4 - Défis à relever pour l'IRM à très bas champ

Le principal défi de l'IRM à très bas champ est le rapport signal sur bruit (SNR) extrêmement faible. C'est actuellement le facteur limitant de la qualité et du temps d'acquisition d'image comme on peut le voir sur la figure 7.

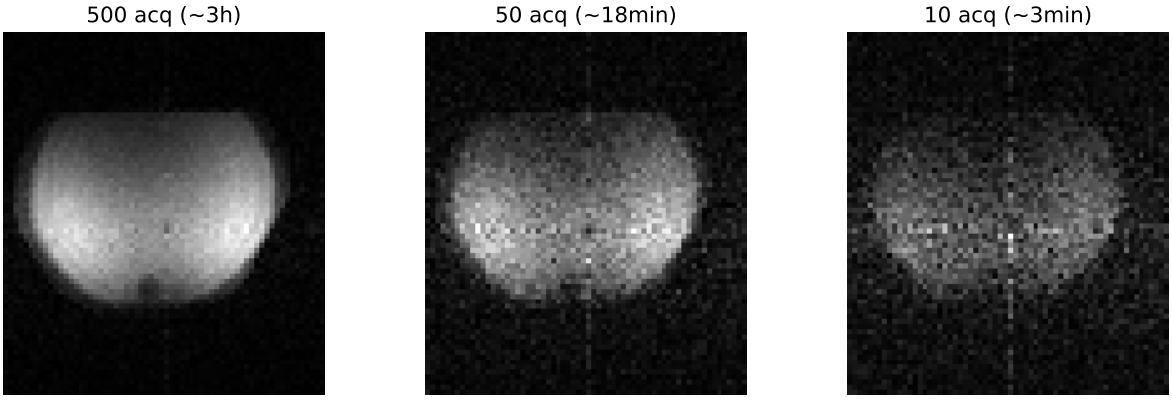


Figure 7 : Image d'un ballon de handball remplit d'eau dopée au NiCl à 2g/L, moyenne de 500, 50 et 10 acquisitions avec le temps d'acquisition associé.

Pour pallier cette contrainte et améliorer le SNR, la recherche actuelle s'articule autour de deux axes complémentaires : l'optimisation du matériel (hardware) [7] et du logiciel (software) [8].

4.1 - Les optimisations du matériel

L'amélioration du SNR repose d'abord sur la maîtrise des paramètres physiques de la machine afin qu'ils soient en adéquation avec la physique de la résonance magnétique.

Homogénéité du champ B_0 : À très bas champ, l'amélioration de l'image passe d'abord par une meilleure homogénéité de B_0, car les inhomogénéités provoquent du flou, et des distorsions, ce qui dégrade directement la qualité de l'image. L'utilisation de configurations d'aimants spécifiques, comme les réseaux de Halbach (configuration d'aimants) ou de techniques comme le *shimming* (ajout de petites sources locales), permet de générer des champs plus homogènes tout en gardant un système compact. Des bobines de Helmholtz ou de Maxwell sont également utilisées pour améliorer l'homogénéité du champ. L'optimisation de la géométrie des bobines et de leur positionnement est cruciale pour obtenir un champ homogène sur la zone d'intérêt.

Capteurs et antennes : La conception des antennes est déterminante pour la sensibilité de réception du signal qui est de l'ordre du $fT/\sqrt{Hz}$ (femto Tesla par racine de Hertz). Trois technologies sont actuellement explorées pour la détection du signal RMN à très bas champ : les bobines accordées, les capteurs GMR (Giant Magnetoresistance) et les capteurs SQUID (Superconducting Quantum Interference Device). Les bobines accordées sont simples et robustes, mais leur sensibilité est non homogène et dépend de leur facteur de qualité. Les capteurs GMR offrent une meilleure sensibilité mais nécessitent d'être couplés à un transformateur de flux. Enfin les capteurs SQUID offrent la meilleure sensibilité pour l'IRM très bas champ mais ils nécessitent un refroidissement cryogénique qui est coûteux et saturent au delà de quelques centaines de μT.

Acquisition parallèle : L'utilisation de plusieurs antennes de réception permet d'augmenter le SNR en combinant les signaux reçus. Cette approche permet également de réduire le temps d'acquisition en utilisant des techniques de reconstruction adaptées. L'optimisation du placement et de la géométrie des antennes est essentielle pour maximiser la couverture et la sensibilité.

Chaîne de réception : Afin de réduire la figure de bruit de la chaîne de réception, il est nécessaire d'utiliser des pré-amplificateurs à faible bruit et des filtres adaptés. L'optimisation de la chaîne de réception permet de minimiser les pertes entre l'antenne et la quantification du signal en minimisant le bruit ajouté par les composants électroniques.

Suppression active du bruit : L'élimination active des interférences électromagnétiques externes est cruciale pour isoler le signal IRM faible du bruit environnant. Pour ce faire, des antennes de réception sont disposées autour de l'IRM afin de capter uniquement les interférences. Un algorithme de traitement du signal est ensuite appliqué afin d'estimer le bruit capté sur l'antenne principale. Ce bruit estimé est enfin soustrait du signal capté afin de le nettoyer.

4.2 - Les optimisations logicielles

Séquences d'acquisition : Des séquences d'acquisition autres que les échos de spin et échos de gradient sont étudiées afin d'améliorer le SNR. C'est le cas des séquences bSSFP (*balanced Steady State Free Precession*) qui permettent d'obtenir un signal plus intense en utilisant un état résiduel de l'aimantation. Cette séquence ne permet cependant pas de choisir une pondération T1 ou T2 car le contraste en est un mélange, mais elle a l'avantage d'avoir un bon SNR et un TR très court ce qui réduit le temps d'acquisition.

Trajectoire dans l'espace des k : D'autres pavages que le pavage cartésien sont étudiés afin d'optimiser l'acquisition du signal. Les pavages non cartésiens, comme les spirales ou les trajectoires SPARKLING, permettent de mieux répartir les échantillons dans l'espace des k et d'améliorer l'efficacité de l'acquisition. Ces trajectoires sont conçues pour maximiser la couverture de l'espace des k par acquisition tout en respectant les contraintes matérielles des gradients.

Reconstruction, et post-traitement de l'image : Plusieurs méthodes existent pour améliorer l'image en post-traitement, qu'elles soient analytiques ou basées sur l'apprentissage profond. Parmi elles, on retrouve les méthodes de reconstruction par problème inverse, qui permettent

d'injecter des connaissances a priori sur l'image pour compenser le manque d'information brute. Ces méthodes permettent non seulement de débruiter l'image et de faire de la sur-résolution mais aussi de prendre en compte un remplissage non complet de l'espace des k afin de compenser les zones non échantillonnées.

5 - Conclusion

L'IRM à très bas champ n'a pas pour objectif de remplacer l'IRM haut champ, elle se place en complément comme une technique d'imagerie médicale plus abordable permettant d'obtenir la plupart des diagnostics n'exigeant pas une résolution élevée. L'IRM très bas champ offre de nombreux avantages par rapport au haut champ : un coût considérablement réduit, un fonctionnement silencieux, un faible SAR, une réduction du danger lié au champ et un design ouvert. Cependant le SNR est extrêmement faible, ce qui limite la qualité d'image et rallonge le temps d'acquisition rendant, pour l'instant, son utilisation impossible en milieu clinique. Afin d'améliorer le SNR, diverses approches sont explorées mêlant optimisations matérielles et logicielles. L'objectif est d'obtenir des images cliniquement exploitables en un temps d'acquisition raisonnable, ouvrant la voie à une IRM plus accessible et adaptée à de nouvelles applications, notamment en néonatalogie.

6 - Annexe

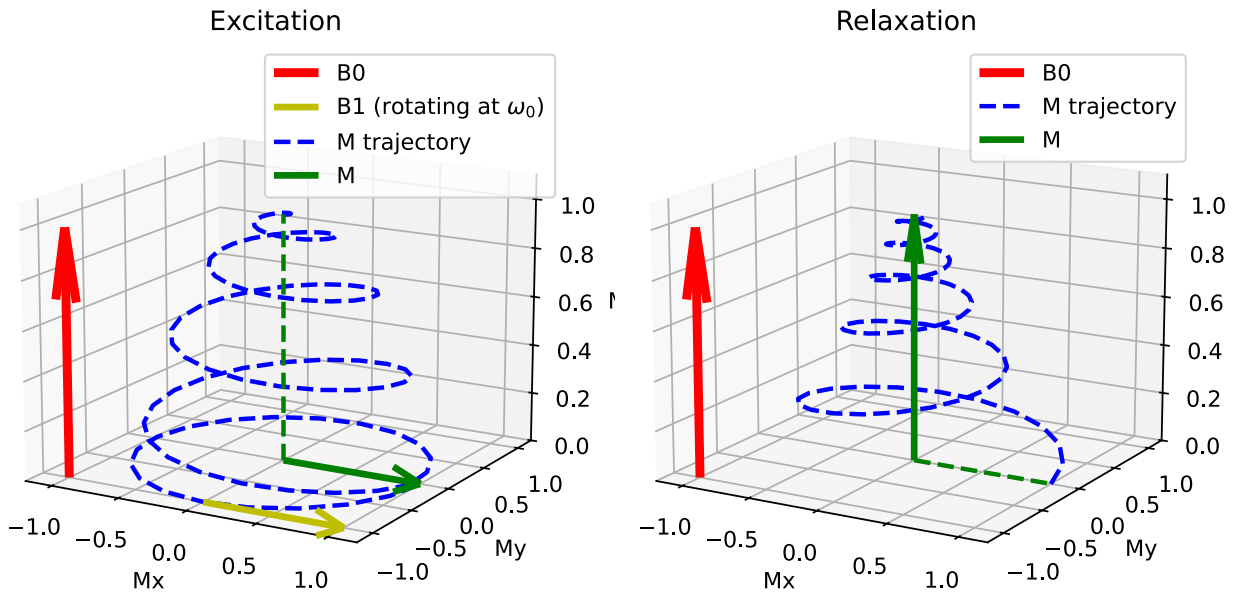


Figure 8 : Schéma de l'excitation et de la relaxation du spin.

Références :

[1] E. M. Purcell, H. C. Torrey et R. V. Pound. « Resonance Absorption by Nuclear Magnetic Moments in a Solid ». In : *Physical Review* 69.1-2 (1946), p. 37.

[2] Bruno Kastler et Daniel Vetter. *Comprendre l'IRM: Manuel d'auto-apprentissage*. Elsevier Health Sciences, 6 mars 2018. 421 p. isbn : 978-2-294-75443-2. Google Books : 2N5LDwAAQBAJ.

[3] D. Nencheva-Tognini. « L'IRM à très bas champ magnétique pour le bébé prématuré ». Thèse de doct. Université Paris-Saclay, 2023.

[4] P. C. Lauterbur. « Image formation by induced local interactions: examples employing nuclear magnetic resonance ». In : *Nature* 242.5394 (1973), p. 190.

[5] Marie Poirier-Quinot. « L'Imagerie Médicale, quand la physique rencontre la médecine ». In : *CultureSciences de l'Ingénieur* (2019). url : https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/limagerie-medicale-quand-la-physique-rencontre-la-medecine.

[6] S. Lecurieux Lafayette. « Imagerie par Résonance Magnétique à très bas champ pour l'imagerie du cerveau ». Thèse de doct. Université Paris-Saclay, 2021.

[7] A. Webb et T. O'Reilly. « Tackling SNR at low-field: a review of hardware approaches for point-of-care systems ». In : *Magma (New York, N.y.)* 36 (2023), p. 375-393. doi : 10.1007/s10334-023-01100-3.

[8] Reina Ayde et al. « MRI at low field: A review of software solutions for improving SNR ». In : *NMR in Biomedicine* 38.1 (), e5268. doi : https://doi.org/10.1002/nbm.5268.

La tomographie : un outil pour les diagnostics médicaux

La Revue 3EI
Culture Sciences de l'Ingénieur

Édité le 12/10/2026

école normale supérieure paris—saclay

Mialitiana ANDRIANARISON

Cette ressource est issue des travaux de Mialitiana Andrianarison réalisés dans le cadre de son stage de Master 2 Formation à l'Enseignement Supérieur INTRANET, sous la direction de Laura HENRY, l'encadrement pédagogique de Thomas RODET et en collaboration avec l'équipe de la ligne PSICHÉ du Synchrotron SOLEIL : Nicolas Guignot, Andrew King, Neal Brodnik et Shyam Pulickan.

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ème trimestre 2026.

Cet article présente la tomographie par rayons X, depuis l'acquisition des données jusqu'à la reconstruction des images. Après avoir détaillé la modélisation mathématique du problème via l'opérateur de Radon et présenté les méthodes de reconstruction, notamment la rétroprojection filtrée, nous aborderons les principaux artefacts affectant la qualité des images obtenues. Nous illustrerons enfin la diversité des applications de cette technique dans des domaines tels que la géophysique, l'archéologie ou le contrôle non destructif industriel, en complément du cadre médical présenté en introduction.

1 - Introduction

La tomographie est une technique d'imagerie qui permet de reconstruire le volume d'un objet à partir de mesures obtenues avec des ondes pénétrantes (rayons X, ultrasons, muons, etc.). Utilisée en médecine pour explorer le corps humain, en géophysique pour étudier les échantillons géologiques, ou encore en industrie pour le contrôle non destructif des pièces, elle offre une vision interne sans détruire l'échantillon.

En radiologie, la tomographie permet d'obtenir des images en coupes de très haute définition. Elle est utilisée dans les hôpitaux pour les cas urgents, comme les hémorragies cérébrales, les embolies pulmonaires ou encore les dissections de l'aorte. Cela permet d'éviter des opérations de chirurgie exploratoire, autrefois fréquentes pour ces cas urgents, qui augmentaient le risque pour les patients.

Il existe cependant plusieurs types de tomographie, qui se distinguent par le type d'onde utilisée et par la nature de l'information qu'elles fournissent. La tomodensitométrie (*Computed Tomography* ou CT) utilise des rayons X, parfois associés à l'injection d'un produit de contraste, pour fournir une image anatomique précise des tissus et organes. La tomographie par émission de positons (TEP) et la tomographie d'émission monophotonique (SPECT) reposent en revanche sur l'injection d'un radiotraceur et permettent une imagerie fonctionnelle, révélant par exemple l'activité métabolique d'une tumeur plutôt que sa seule structure (voir Figures 1 et 2).

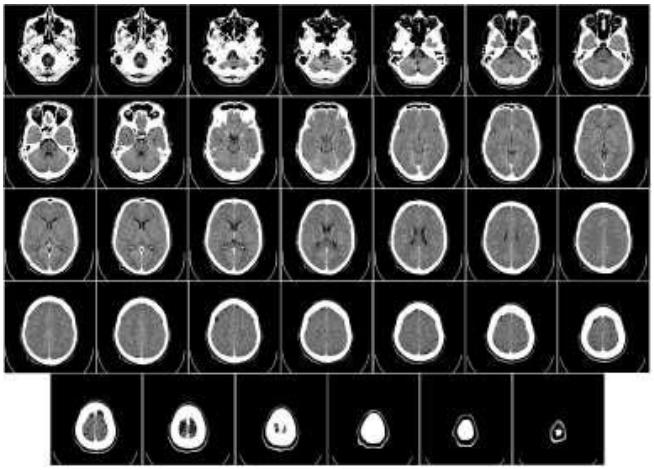


Figure 1 : Tomodensitométrie cérébrale d'un patient, fournissant une image anatomique détaillée des structures du cerveau [1]

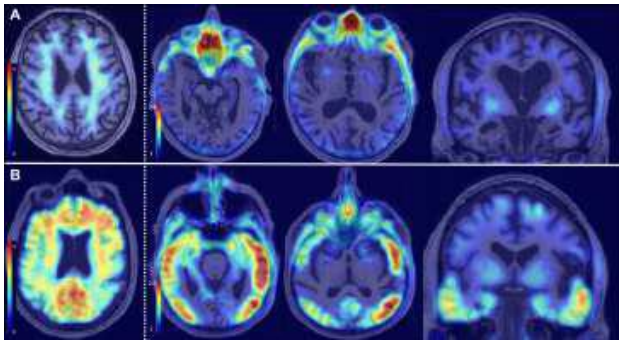


Figure 2 : Imagerie TEP cérébrale chez deux patients présentant un syndrome amnésique : la fixation du radiotraceur, qui reflète l'activité métabolique des régions cérébrales, révèle un profil négatif (A) chez un patient sans maladie d'Alzheimer et un profil positif (B) chez un patient avec une maladie d'Alzheimer probable [2]

On s'intéressera à la tomodensitométrie (CT), dans le cas de rayons X dont la propagation est supposée rectiligne, hypothèse qui justifie la modélisation par l'opérateur de Radon présentée dans la section 3. Sauf indications contraires, les images d'illustration sont issues d'un fantôme, c'est-à-dire une image cérébrale simulée, tirée de [3]. On choisira de détailler la tomographie en environnement synchrotron pour l'acquisition physique des données, à titre d'exemple représentatif, sans traiter les autres sources de rayons X utilisées en tomographie (tubes à rayons X conventionnels, etc.).

2 - Acquisition des données de tomographie et reconstruction

2.1 - Relation entre les données acquises et les propriétés des matériaux - loi de Beer-Lambert

Les données acquises lors d'une tomographie sont des projections, c'est-à-dire le flux de photons captés par le détecteur après avoir traversé l'échantillon. Le dispositif comprend au moins les trois éléments suivants : la source (ici synchrotron), une platine de rotation et un détecteur à rayons X. L'échantillon est placé sur la platine de rotation et les projections sont acquises suivant plusieurs rotations avec des angles variant de 0 à $180\circ$ ou 0 à $360\circ$, comme on peut le voir sur la Figure 3.

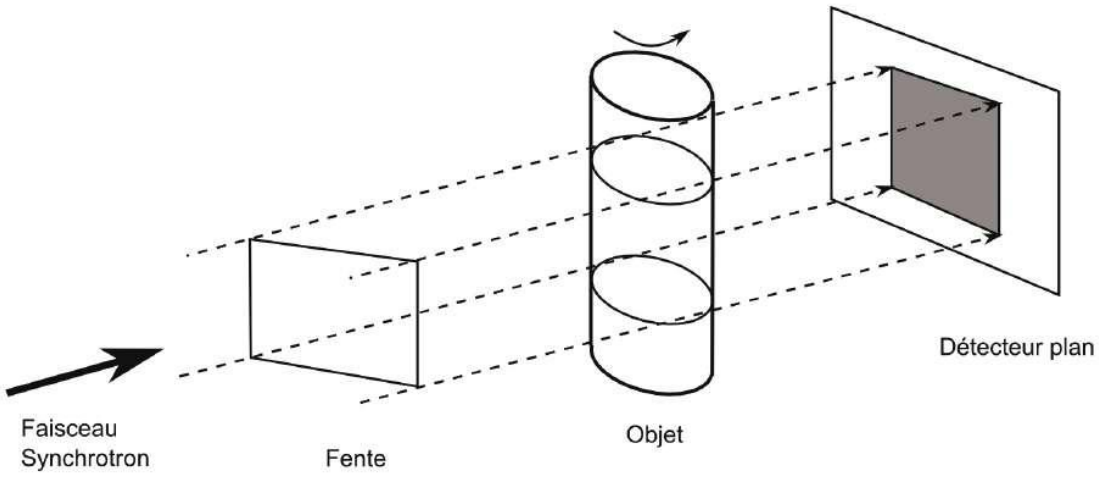


Figure 3 : Schéma de principe d'un CT en rayonnement synchrotron [4]

Les projections permettent de déduire l'atténuation, qui est corrélée à la densité des matériaux de l'échantillon. Cette relation est donnée par la loi de Beer-Lambert (1) qui relie le rapport entre le nombre de photons transmis I et le nombre de photons incidents I_0 au coefficient d'absorption $\mu(x)$ des différents matériaux traversés le long d'une droite de trajectoire Δ captée par le détecteur :

$$\frac{I}{I_0} = exp\left(-\int_{\Delta} \mu(x)dx\right) \quad (1)$$

La figure 4 illustre deux configurations possibles : dans le cas (a), l'objet est homogène et composé d'un unique matériau de coefficient d'absorption constant μ et d'épaisseur x ; dans le cas (b), l'objet est inhomogène et constitué de i matériaux distincts, chacun caractérisé par son propre coefficient μ_n sur une épaisseur x_n.

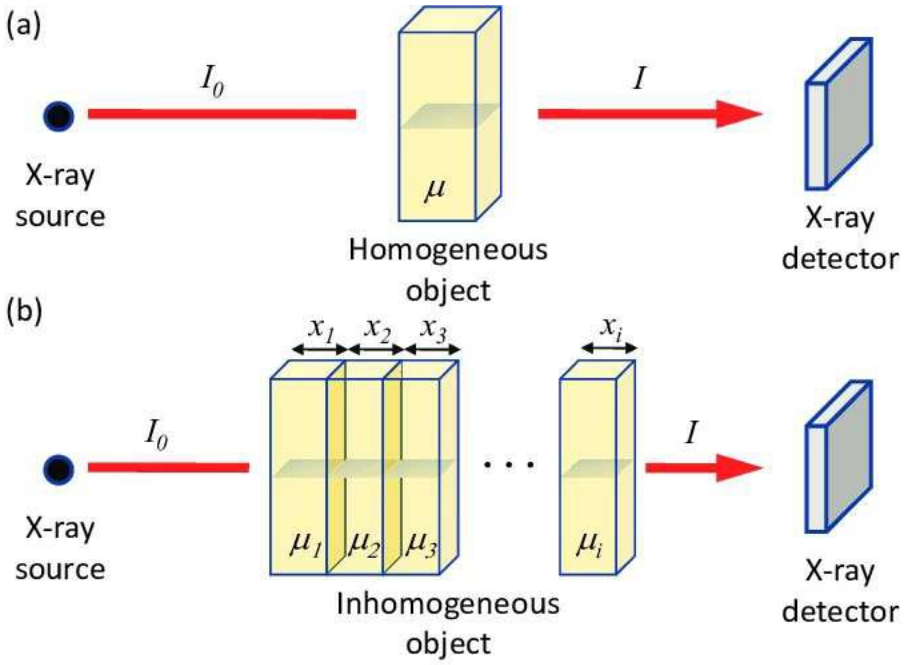


Figure 4 : Illustration de la loi de Beer-Lambert dans le cas d'un objet homogène (un seul matériau) (a) et d'un objet avec plusieurs matériaux (b) [5]

En appliquant l'équation (1) à ces deux cas :

Cas (a) - objet homogène : le coefficient d'absorption est constant, ce qui donne :

$$\frac{I}{I_0} = exp\left(-\int_{\Delta} \mu(x)dx\right) = exp(-\mu x) \quad (2)$$

avec x l'épaisseur du matériau

Cas (b) - objet inhomogène : chaque matériau i possède son propre coefficient μ_i sur une épaisseur x_i, ce qui donne :

$$\frac{I}{I_0} = exp\left(-\int_{\Delta} \mu(x)dx\right) = exp\left(-\sum_{n=1}^{i} \mu_n x_n\right) = exp[-(\mu_1 x_1 + \mu_2 x_2 + \cdots + \mu_i x_i)] \quad (3)$$

2.2 - Étapes de l'acquisition des données et de la reconstruction tomographique

Pour pouvoir appliquer l'équation (1), on doit donc détecter le nombre de photons transmis ainsi que le nombre de photons incidents. Pour cela, l'acquisition suit un protocole en plusieurs étapes : on commence par acquérir une série d'images de référence sans échantillon appelées *flats* (pré-flat), puis l'ensemble des projections de l'échantillon aux différents angles θ, suivi d'une seconde série de *flats* (post-flat), et enfin une série d'images source éteinte (*dark*). L'acquisition d'un flat avant et après les projections permet de tenir compte d'une éventuelle dérive du faisceau (intensité, position) au cours de l'acquisition, la moyenne des deux séries offrant une meilleure estimation de I_{flat} que l'une ou l'autre prise isolément.

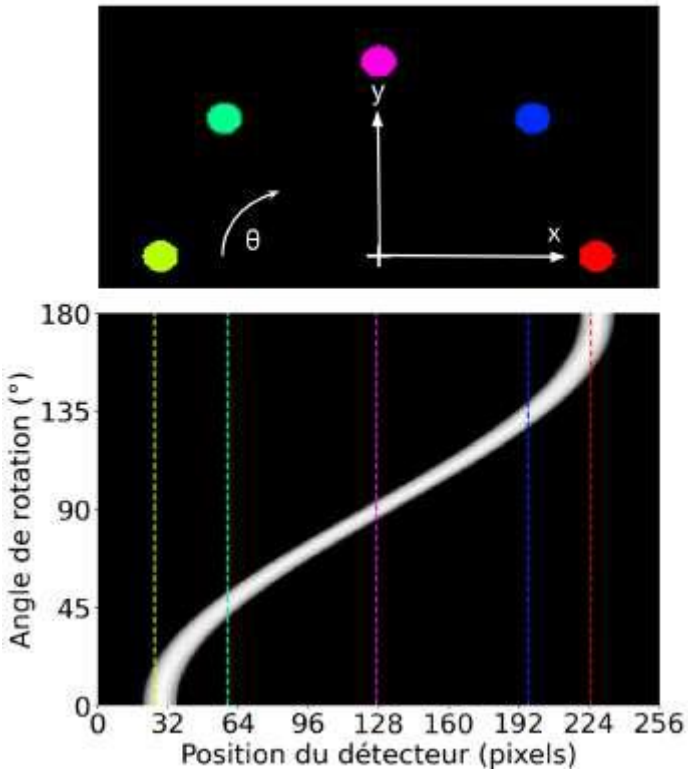
Les détecteurs étant bruités, on calcule le rapport $\frac{I}{I_0}$ par la formule suivante :

$$\frac{I}{I_0} = \frac{P_\theta - I_{dark}}{I_{flat} - I_{dark}} \quad (4)$$

avec :

- P_θ la projection de l'échantillon à l'angle θ
- I_{dark} la moyenne de plusieurs images acquises source éteinte (*dark*) après l'acquisition des projections de l'échantillon, permettant de corriger le bruit de fond du détecteur
- I_{flat} la moyenne des images de flats (avant et après l'acquisition des projections de l'échantillon), permettant de corriger les défauts de calibration du détecteur ainsi que les artefacts dus au scintillateur[1].

Cette normalisation permet de corriger les effets dus aux détecteurs et à l'environnement du montage, comme on peut voir sur la Figure 5.



[1] Un scintillateur est un matériau qui émet des photons lorsqu'il absorbe un rayonnement ionisant, ici les rayons X. Ces photons seront détectés par la caméra (cf. section 2.3.3).

Figure 6 : Illustration de la formation d'un sinogramme pour un objet observé sous différents angles de projection θ. En haut : position apparente de l'objet pour cinq angles θ différents, chaque couleur repérant un angle donné (le repère (x, y) indique la position sur le détecteur). En bas : sinogramme correspondant, obtenu en reportant la position projetée du point sur le détecteur pour chaque angle θ. Les droites verticales en pointillés relient chaque angle de projection (en haut) à sa position correspondante dans le sinogramme (en bas), la couleur permettant de faire le lien entre les deux représentations.

Les sinogrammes et les projections contiennent la même information, mais organisée différemment :

- Un sinogramme rassemble toute l'information d'une coupe à une hauteur donnée, pour tous les angles de rotation θ.
- Une projection rassemble l'information de toutes les coupes (toutes les hauteurs) pour un angle de rotation θ fixé.

Cette dualité est illustrée par la Figure 7.

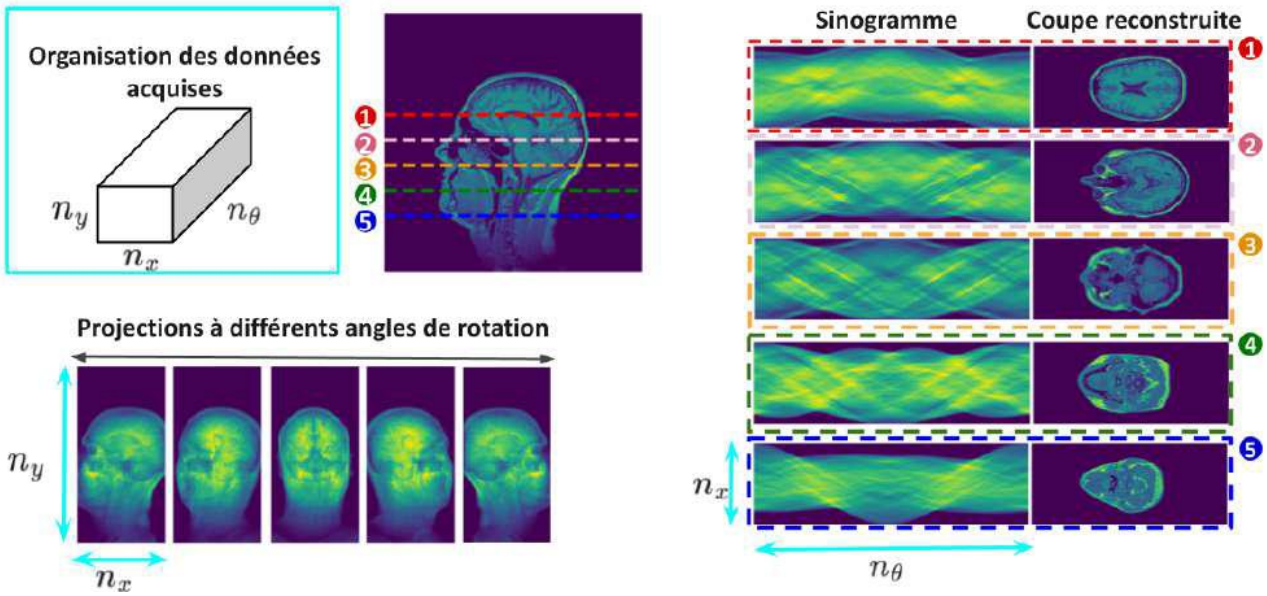


Figure 7 : Organisation des données acquises en tomographie. Le volume de données $(nx, ny, n\theta)$ peut être découpé de deux façons complémentaires : en projections (à gauche), qui regroupent toutes les hauteurs y pour un angle θ fixé, ou en sinogrammes (à droite), qui regroupent tous les angles θ pour une hauteur y fixée. Chaque sinogramme, une fois reconstruit, donne la coupe correspondante (numérotée 1 à 5). Les données viennent de Fiji T1 Head *[6]*

Ce sinogramme, qui encode l'information de la coupe sous tous les angles, est ensuite utilisé pour reconstruire l'image de la coupe à cette hauteur. Cette reconstruction est réalisée via des algorithmes dédiés, tels que la rétroprojection filtrée ou des méthodes itératives (cf. section 4). L'ensemble des coupes reconstruites permet enfin de reconstituer le volume complet de l'échantillon, chaque voxel de ce volume étant associé au coefficient d'absorption linéique du matériau au point correspondant.

2.3 - Dispositif d'acquisition des données

2.3.1 - Source

Pour obtenir les rayons X, on utilise le rayonnement synchrotron. C'est une lumière émise par des électrons de très haute énergie qui tournent dans un anneau de stockage. Pour produire ce rayonnement synchrotron, des électrons sont générés et accélérés dans le linac, un accélérateur linéaire. Ils sont par la suite accélérés dans un accélérateur circulaire appelé booster afin d'être amenés à l'énergie souhaitée (dans notre cas 2.75 GeV). Ils sont finalement déviés dans l'anneau

de stockage où ils vont perdre de l'énergie à chaque tour, émettant du rayonnement synchrotron (cf. Figure 8).

Ce rayonnement, dont l'énergie E est inversement proportionnelle à la longueur d'onde λ ($E = h\nu = hc/\lambda$, où h est la constante de Planck, c la célérité de la lumière et ν la fréquence), est dirigé par des systèmes optiques vers des stations expérimentales. Là, il est ajusté pour sélectionner la gamme de longueurs d'onde souhaitée. Elle se propage par la suite dans la cabine d'expérience où l'échantillon et les détecteurs utilisés sont positionnés. L'expérience est pilotée depuis la station de travail afin de protéger les utilisateurs des radiations.

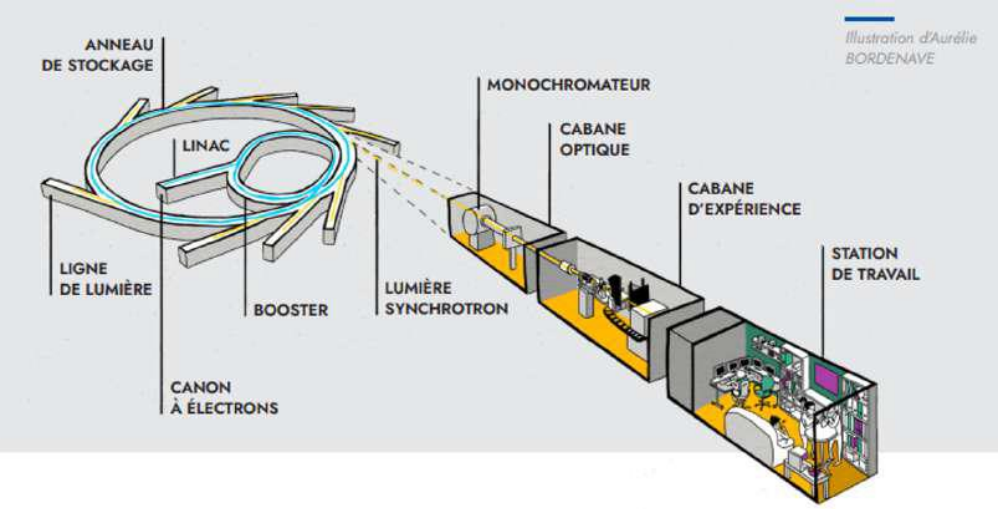


Figure 8 : Schéma d'une ligne de lumière [7]

L'intérêt du rayonnement synchrotron réside tout d'abord dans la large gamme d'énergie couverte, permettant de produire des photons allant du térahertz aux rayons X durs. Le faisceau synchrotron est également très brillant : sur la ligne PSICHÉ, il atteint par exemple un flux de 3×10^{11} photons/s/mm² à 25 keV en mode monochromatique [8]. Sa faible divergence permet par ailleurs d'obtenir un faisceau de petite section, de l'ordre de 15×4.5 mm [8], ce qui se traduit par une résolution spatiale de l'ordre de la dixième de micromètre et un temps d'acquisition inférieur à une minute.

2.3.2 - Échantillon

L'échantillon est posé sur la platine de rotation, au centre du faisceau. Un alignement précis de son axe avec l'axe de rotation est nécessaire pour éviter les artefacts lors de la reconstruction (cf. section 5). Sa largeur détermine également le choix de l'amplitude de rotation (180° ou 360°). En effet, si l'objet est trop grand par rapport au champ de vue, le décentrer par rapport à la platine permet de doubler le champ de vue.

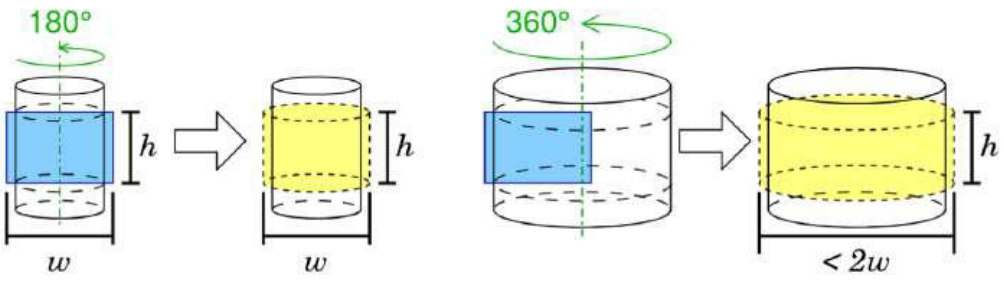


Figure 9 : Géométries de tomographie : à gauche la géométrie standard et à droite la géométrie à champ étendu. Les cylindres blancs représentent l'échantillon. Les rectangles bleus indiquent le champ de vue du détecteur (largeur w, hauteur h). Les cylindres jaunes indiquent le volume reconstruit. Les lignes vertes en tirets-points indiquent l'axe de rotation. Les valeurs d'angle (en vert) indiquent la plage angulaire requise pour le scan tomographique. Figure et légende traduites et adaptées de [9]

Les contraintes portant sur l'échantillon diffèrent selon le domaine d'application. En tomographie médicale, l'échantillon (organe, tissu) est sensible aux radiations, ce qui impose un compromis entre dose délivrée et qualité d'image. En métallurgie, l'échantillon est généralement inerte vis-à-vis du rayonnement, ce qui autorise des doses plus élevées, mais son fort pouvoir d'absorption impose de choisir une énergie de faisceau suffisamment élevée pour le traverser.

2.3.3 - Détecteur

Pour enregistrer les images de projections, on utilise la détection indirecte qui combine deux éléments : un scintillateur, un écran fluorescent qui convertit les rayons X en photons dans le domaine du visible, et une caméra photosensible. On peut également ajouter un miroir afin de dévier le flux de photons et ainsi éviter de placer la caméra dans l'axe du faisceau, ce qui risquerait de l'endommager, ainsi qu'un objectif afin de varier la taille du pixel ce qui permet d'ajuster le compromis entre la résolution spatiale et le champ de vue (cf. Figure 10).

Le choix du détecteur dépend donc des performances voulues en termes de rapidité, de la taille de pixels de l'image et de la dynamique.

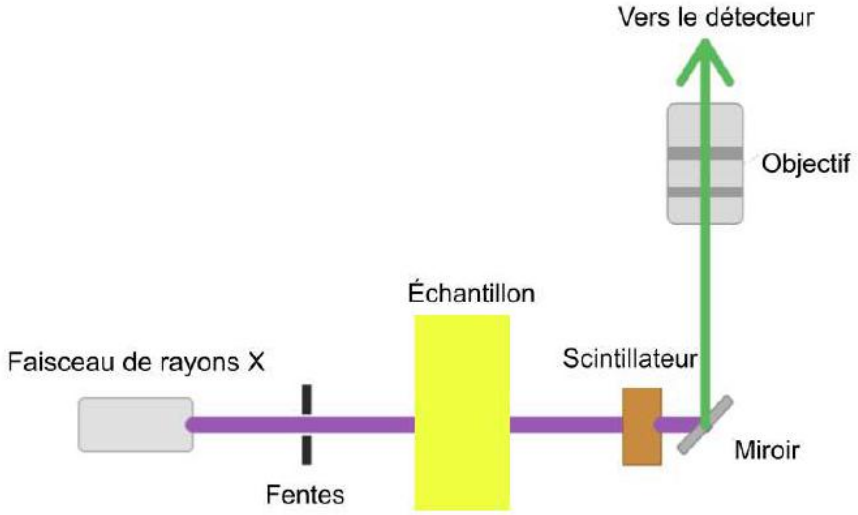


Figure 10 : Schéma de principe de l'acquisition des signaux

3 - Construction mathématique des données de tomographie

3.1 - Modélisation analytique en 2D du problème inverse

Une coupe 2D est modélisée par une fonction $f(\vec{x}) = f(x_1, x_2)$ avec x_1 et x_2 respectivement l'abscisse et la coordonnée dans un plan de reconstruction. Cette modélisation peut être illustrée par la figure suivante :

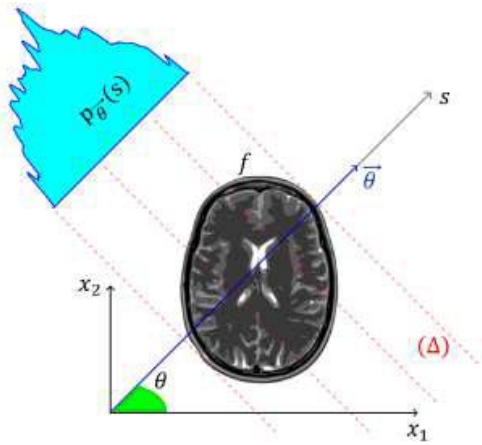


Figure 11 : Modélisation de l'acquisition des données de projection

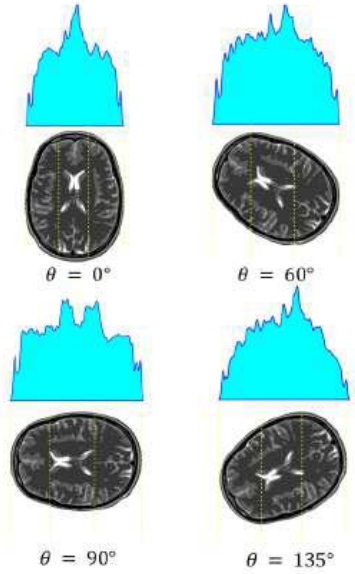


Figure 12 : Projection de f pour différentes valeurs de θ

avec :

- θ l'angle de rotation de l'échantillon. $\vec{\theta}$ est donc la direction de projection telle que $\vec{\theta} = (cos\theta, sin\theta)$
- s est un paramètre continu, qui représente la position du détecteur qui enregistre le signal reçu
- $p_{\vec{\theta}}(s)$ est la projection de $f(\vec{x})$ suivant l'angle θ
- Δ est la droite de projection qui dépend de $\vec{\theta}$ et de s. Elle est perpendiculaire à $\vec{\theta}$ et a une distance par rapport à l'origine du repère (x_1, x_2) qui est égale à s

La projection $p_{\vec{\theta}}(s)$ est une somme (ou intégrale) de f pour tout $\vec{x}$ de la droite Δ, donc tous les couples (x_1, x_2) qui satisfont $\langle \vec{x}, \vec{\theta} \rangle$. On peut donc détailler son expression en fonction de $\vec{x}$:

$$P_{\vec{\theta}}(s) = \int_{(\vec{x},\vec{\theta})=s} f(\vec{x})\, d\vec{x} \tag{5}$$

$$= \int_{\mathbb{R}^2} f(\vec{x})\, \delta\left((\vec{x},\vec{\theta}) = s\right) \overrightarrow{dx} \qquad \text{avec } \delta \text{ la distribution de Dirac} \tag{6}$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1, x_2)\delta(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta - s) dx_1 dx_2 \tag{7}$$

$$= \mathcal{R}f(x_1, x_2) = \mathcal{R}f(\vec{x}) \tag{8}$$

3.2 - Opérateur de Radon

La forme (8) nous permet de définir la projection $p_{\vec{\theta}}(s)$ comme le résultat d'un opérateur linéaire R, appelé "opérateur de Radon". Il transforme une fonction bidimensionnelle $f(x_1, x_2)$ en une série de projections monodimensionnelles $p_{\vec{\theta}}(s)$, obtenues par intégration le long de droites perpendiculaires à $\vec{\theta}$. Comme vu dans la section précédemment, l'ensemble des projections pour toutes les valeurs de θ et de s à une hauteur fixée forme un sinogramme.

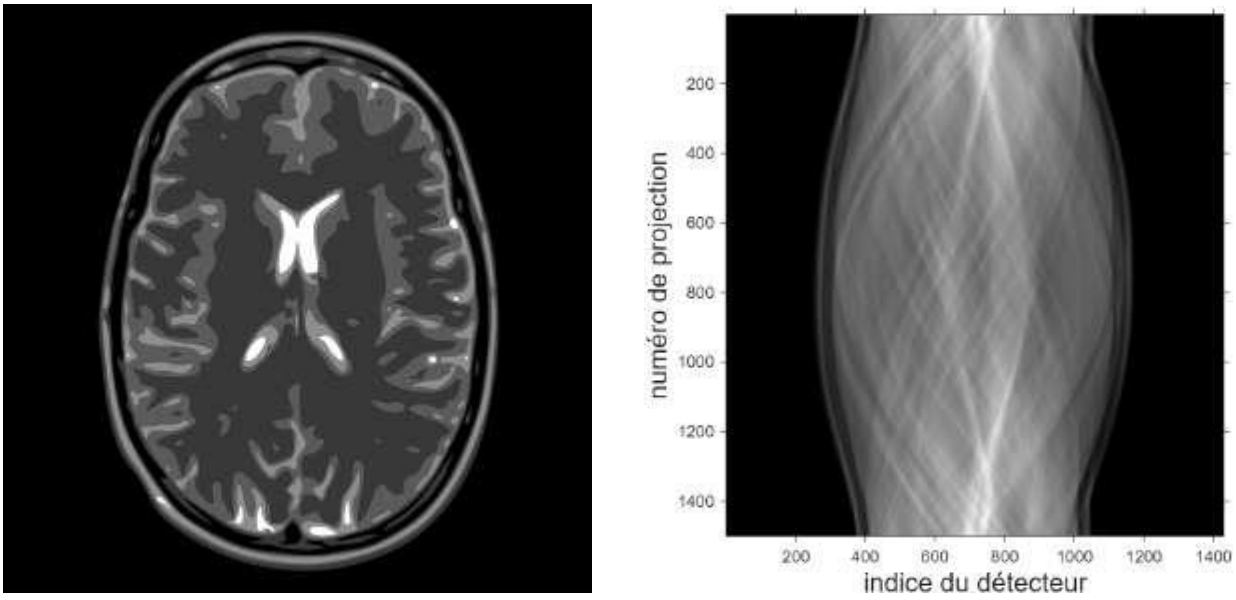


Figure 13 : À gauche l'image originale, à droite le sinogramme de l'image pour 1500 projections

3.3 - Lien entre les projections et la transformée de Fourier de l'image : théorème de coupe-projection

On rappelle la définition de la transformée de Fourier d'une fonction 1D $f(x)$, où ν désigne la fréquence spatiale :

$$F(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{-i2\pi\nu x} dx \tag{9}$$

On rappelle également la définition de la transformée de Fourier d'une image 2D $f(x_1, x_2)$, où ν_1 et ν_2 désignent les fréquences spatiales dans les deux dimensions :

$$F(\nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1, x_2) e^{-i2\pi(x_1\nu_1, x_2\nu_2)} dx_1 dx_2 \tag{10}$$

Comme la fonction $f(x_1, x_2)$, est réelle, sa transformée de Fourier est paire, donc son module est symétrique par rapport à l'origine.

La transformée de Fourier d'une image contient ses informations fréquentielles : l'origine correspond à la composante continue (valeur moyenne des pixels), les basses fréquences environnantes portent la structure globale de l'image, les moyennes fréquences en traduisent les détails, et les hautes fréquences, situées en périphérie, représentent les contours et les transitions abruptes.



Figure 14 : De gauche à droite : image originale avec un bruit poivre et sel ; image reconstruite après masquage des basses fréquences (filtre passe-haut), faisant ressortir les contours au détriment de la

structure globale ; image reconstruite après masquage des hautes et moyennes fréquences (filtre passe-bas), atténuant le bruit mais au prix d'un flou dû à la perte des détails fins.

Pour faire le lien entre la transformée de Fourier de f et les projections, on repart de l'équation (7) :

$$p_{\vec{\theta}}(s) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1,x_2)\delta(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta - s)dx_1 dx_2 \quad (11)$$

On note $p_{\vec{\theta}}(s)$ sa transformée de Fourier.

On obtient alors :

$$P_{\vec{\theta}}(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{\vec{\theta}}(s)e^{-i2\pi vs}ds \quad (12)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1,x_2)\left[\int_{-\infty}^{+\infty}\delta(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta - s)e^{-i2\pi vs}ds\right]dx_1 dx_2 \quad (13)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1,x_2)e^{-i2\pi v(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta)}dx_1 dx_2 \quad (14)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1,x_2)e^{-i2\pi(x_1 v_1 + x_2 v_2)}dx_1 dx_2 \quad (15)$$

$$= F(v_1,v_2) \quad (16)$$

où l'on a posé $v_1 = vcos\theta$ et $v_2 = vsin\theta$.

La transformée de Fourier de la projection suivant l'angle θ est donc égale à la transformée de Fourier de l'image originale évaluée le long de la droite de fréquences $(vcos\theta, vsin\theta)$. C'est le *théorème de coupe-projection*.

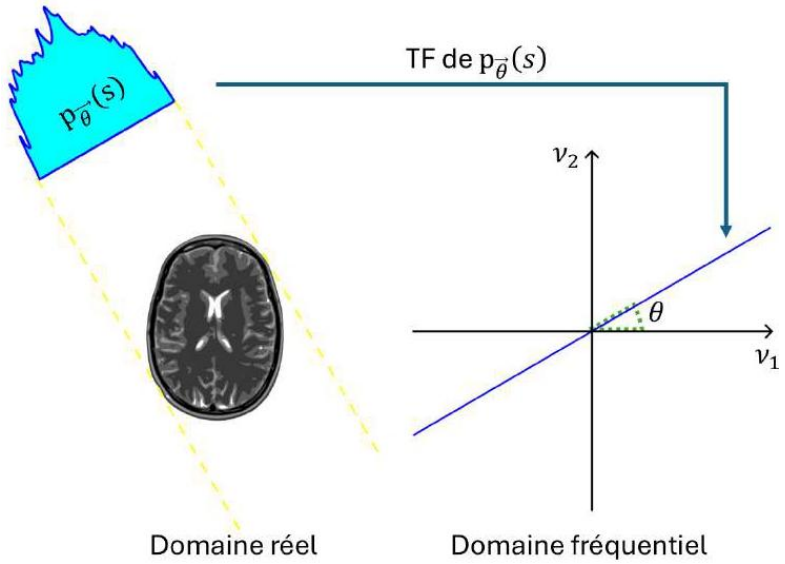


Figure 15 : Illustration du théorème de coupe-projection pour $\theta = 30°$

Ainsi, chaque projection fournit, via sa transformée de Fourier, les valeurs de $F(v_1,v_2)$ le long d'une droite d'angle θ passant par l'origine dans l'espace des fréquences. En disposant de projections sous suffisamment d'angles, on couvre l'espace de Fourier et l'on peut, en principe, reconstruire l'image complète par transformée de Fourier inverse. Cependant, la numérisation impose une

limite : le théorème de Shannon-Nyquist stipule que la fréquence maximale reconstructible sans repliement spectral est la fréquence de Nyquist

$$\nu_N = \frac{1}{2\Delta x'} \tag{17}$$

où Δx désigne la taille d'un pixel. Toute composante fréquentielle au-delà de ν_N est perdue, ce qui fixe la résolution spatiale maximale atteignable.

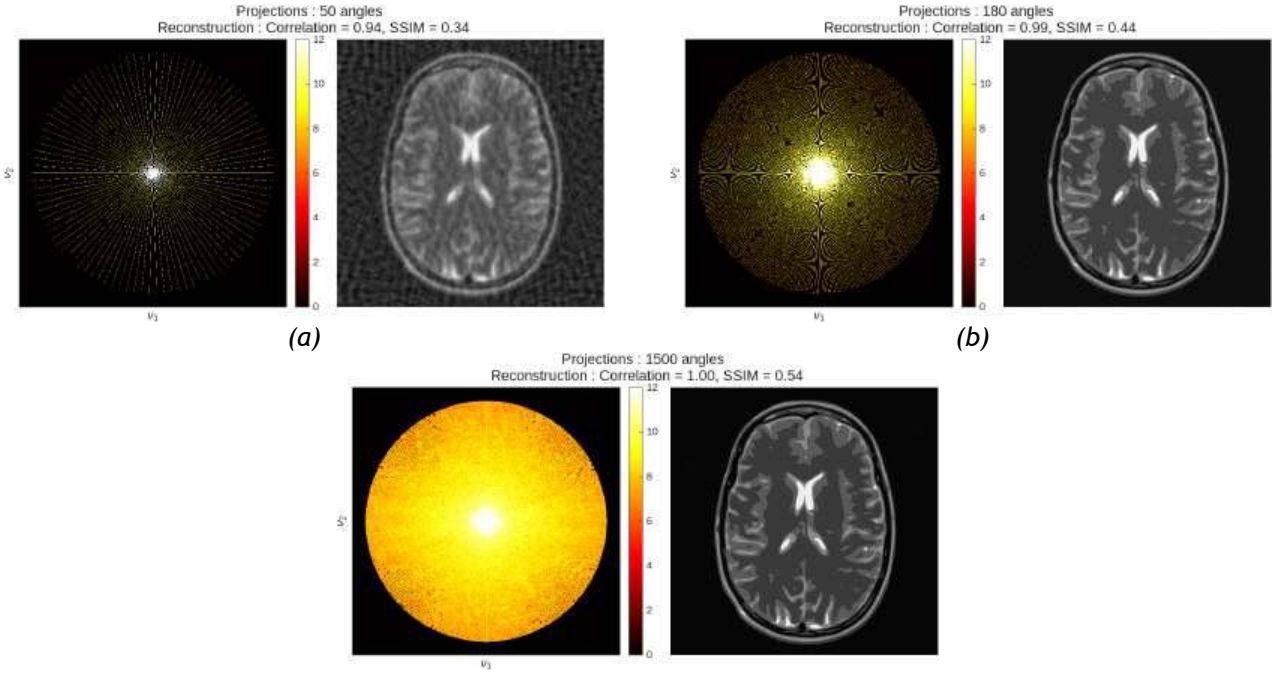


Figure 16 : Influence du nombre de projections sur la couverture de l'espace de Fourier et la qualité de reconstruction : en blanc les coefficients de Fourier complétés par les projections. (a) 50 projections : les droites de coupe sont clairement visibles et de larges zones de l'espace de Fourier ne sont pas échantillonnées, ce qui se traduit par des artefacts en étoile dans l'image reconstruite. (b) 180 projections : la couverture est meilleure mais les gaps entre droites restent perceptibles, et l'image présente encore un léger flou. (c) 1500 projections : l'espace de Fourier est densément couvert jusqu'à la fréquence de Nyquist ν_N, et la reconstruction est visuellement très proche de l'image originale, bien qu'un bruit résiduel (qui n'est pas visible) limite le SSIM à 0.54[2].

4 - Méthodes de reconstruction

4.1 - Rétroprojection filtrée (Filtered back projection)

L'opérateur de Radon possède un opérateur dual, appelé opérateur de rétroprojection ou d'épandage $\mathcal{R}^*$. Il est défini comme suit :

$$(\mathcal{R}^* p)(\vec{x}) = \int_0^{\pi} P_{\vec{\theta}}\left(\langle \vec{\theta}, \vec{x} \rangle\right) d\theta = \int_0^{\pi} P_{\vec{\theta}}(s)\, d\theta \tag{18}$$

Pour un point donné de la coupe $\vec{x} = (x_1, x_2)$, une rétroprojection fait l'intégrale sur un demi-tour de toutes les valeurs des projections $p_{\vec{\theta}}(s)$ impliquant les raies $s = x_1 \cos\theta\, x_2 \sin\theta$ pour θ variant de 0 à π.

[2] La corrélation et le SSIM mesurent tous deux la similarité entre image reconstruite et image originale (valeur maximale de 1 pour une reconstruction parfaite). Le SSIM est plus sensible aux structures locales (contours, textures) qu'à l'intensité globale des pixels, ce qui limite sa valeur ici.

L'opérateur de rétroprojection produit une image très basse fréquence, due à l'action de l'intégrale. L'objet reconstruit n'est donc pas identique à l'objet initial (la rétroprojection d'un objet avec n projections restitue une étoile à n branches).

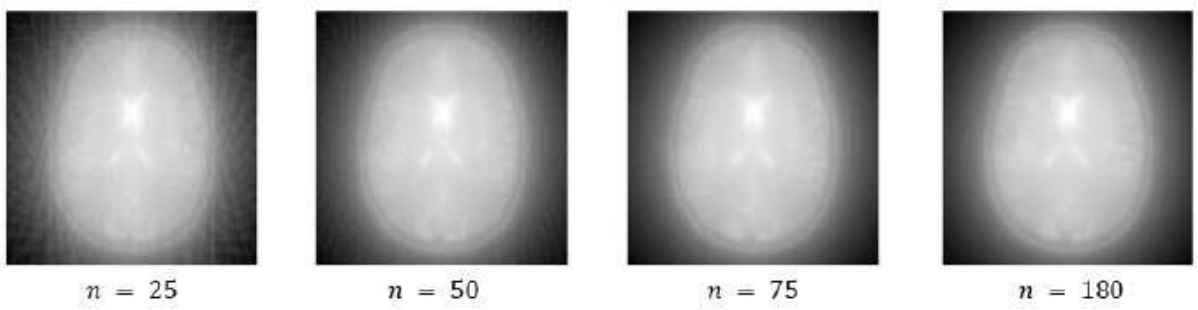


Figure 17 : Rétroprojection pour différentes valeurs de n

Pour corriger ce défaut, on cherche un filtre à appliquer sur chaque projection avant la rétroprojection. En partant de la transformée de Fourier inverse 2D de f :

$$f(x_1, x_2) = \int_{\mathbb{R}^2} f(\vec{x}) F(\nu_1, \nu_2)\, e^{i2\pi(x_1\nu_1 + x_2\nu_2)} d\nu_1 d\nu_2 \tag{19}$$

On effectue le changement de variables polaires $\nu_1 = \nu cos\theta$, $\nu_2 = \nu sin\theta$, dont le jacobien vaut $|J| = |\nu|$, soit $d\nu_1\, d\nu_2 = |\nu| d\nu d\theta$:

$$f(x_1, x_2) = \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\nu cos\theta, \nu sin\theta) e^{i2\pi\nu(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta)} |\nu| d\nu d\theta \tag{20}$$

$$= \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} P_{\vec{\theta}}(\nu) |\nu| e^{i2\pi\nu(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta)} d\nu d\theta \tag{21}$$

où l'on a utilisé le théorème de la tranche centrale $F(\nu\, cos\, \theta, \nu\, sin\, \theta) = P_{\vec{\theta}}(s)$.

On reconnaît dans l'intégrale intérieure la transformée de Fourier inverse 1D de $P_{\vec{\theta}}(s) \cdot |\nu|$, que l'on note $p_{\vec{\theta}}(s)$:

$$P_{\vec{\theta}}(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{\vec{\theta}}(s) |\nu| e^{i2\pi\nu s} d\nu \tag{22}$$

On obtient ainsi la formule de la rétroprojection filtrée :

$$f(x_1, x_2) = \int_0^{\pi} \hat{P}_{\vec{\theta}}(x_1 cos\theta + x_2 sin\theta) d\theta \tag{23}$$

Le facteur $|\nu|$ émerge naturellement du jacobien du passage en coordonnées polaires (cf. équation (21)) : c'est le filtre rampe, qui amplifie proportionnellement les hautes fréquences de chaque projection avant rétroprojection, compensant ainsi la sur-représentation des basses fréquences lors de l'acquisition.

Cependant, le filtre rampe pur amplifie également le bruit haute fréquence présent dans les projections. En pratique, on lui associe une fenêtre d'apodisation qui atténue les très hautes fréquences, au prix d'une légère perte de résolution. La Figure 18 présente deux exemples couramment utilisés : le filtre de Shepp-Logan, qui offre un compromis intermédiaire, et le filtre cosinus (Hanning), qui atténue plus fortement les hautes fréquences.

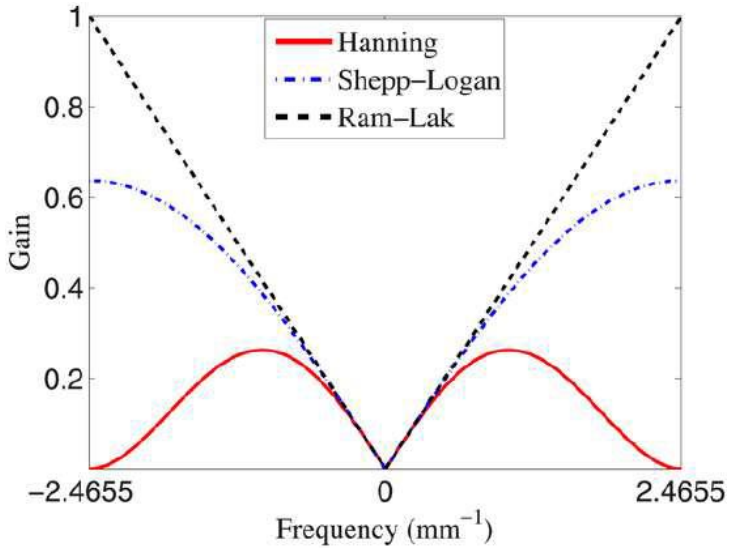


Figure 18 : Différents filtres utilisés en rétroprojection filtrée. Ram-Lak correspond au filtre rampe pur $|\nu|$; Shepp-Logan et Hanning sont des versions apodisées [10]

La Figure 19 illustre l'effet de ces filtres lorsque les projections acquises sont bruitées. Le Ram-Lak, correspondant au filtre rampe pur, amplifie fortement le bruit haute fréquence et produit une reconstruction granuleuse. Le filtre de Shepp-Logan, en apodisant légèrement le filtre rampe, limite cette amplification sans pour autant lisser significativement le bruit résiduel. Le filtre de Hanning, plus restrictif sur les hautes fréquences, atténue davantage le bruit, mais au prix d'une perte de résolution plus marquée sur les contours de l'image.

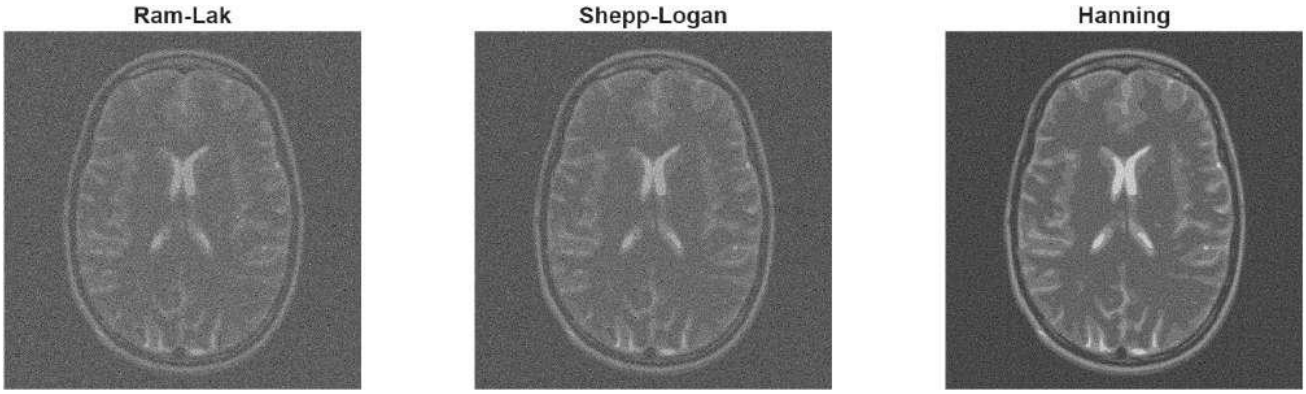


Figure 19 : Effets du filtre dans le cas de projections bruitées

4.2 - Méthodes algébriques

On peut reformuler le problème de reconstruction tomographique de façon matricielle, et donc le mettre sous la forme d'un système linéaire. Pour une coupe f et le vecteur des mesures (les projections suivant les angles) P, on peut construire une matrice R qui modélise la contribution de chaque pixel de f à chaque mesure, telle que :

$$P = Rf \tag{24}$$

Avec :

$$P_j = \sum_{i=1}^{n} r_{ji} f_1 \tag{25}$$

où i est l'indice du pixel de f, j l'indice de la mesure pj dans P, et où r_{ji} représente donc la contribution du i-ème pixel à la j-ème mesure.

L'inconnue est f et l'objectif est donc de résoudre le problème inverse, c'est-à-dire retrouver f à partir de P et R. Si R était carrée et inversible, la solution serait simplement $f = R^{-1}P$. Cependant, en pratique, R n'est généralement pas carrée (le nombre de mesures peut différer du nombre de pixels), et même lorsqu'elle l'est, elle peut être mal conditionnée ou de rang déficient (mesures redondantes, bruit, nombre d'angles limité), ce qui empêche son inversion directe. On peut alors avoir recours à la pseudo-inverse de R, qui généralise la notion d'inverse à ce type de matrices. Toutefois, R étant de dimensions très élevées en tomographie, le calcul explicite de sa pseudo-inverse devient rapidement coûteux, voire impraticable.

Afin de résoudre le problème, Kaczmarz [11, 12, 13] a proposé une solution itérative. L'estimation de la valeur du pixel f_i est calculée par :

$$f_i^{(k+1)} = f_i^{(k)} + \frac{p_j - \sum_{\omega=1}^{n} f_i^{(k)} r_{j\omega}}{\sum_{\omega=1}^{n} r_{j\omega}^2} r_{ji} = f_i^{(k)} + \frac{p_j - p'_j}{\sum_{\omega=1}^{n} r_{j\omega}^2} r_{ji} \quad (26)$$

où p'_j est l'estimation de la projection de f sur la ligne j.

4.2.1 - Méthode ART

Les méthodes de reconstruction algébrique (ART), introduites par Gordon et al. [14] et présentées notamment dans [13], reposent sur une mise à jour successive des pixels de l'image afin de réduire l'écart entre les projections calculées et les mesures expérimentales. En imposant que les coefficients d'atténuation restent positifs, deux variantes ont été proposées : une version additive et une version multiplicative.

Dans la version additive, la correction appliquée au pixel f_i est proportionnelle au résidu entre la projection mesurée p_j et la projection calculée p'_j . La contrainte de positivité est assurée en annulant toute valeur négative obtenue après la mise à jour :

$$f_i^{(k+1)} = max\left\{ f_i^{(k)} + \frac{p_j - p_j'^{(k)}}{\sum_{\omega} r_{j\omega}^2} r_{ji}, 0 \right\} \quad (27)$$

La variante multiplicative, appelée MART (*Multiplicative Algebraic Reconstruction Technique*), modifie le coefficient en le pondérant par le rapport entre la projection mesurée et celle estimée :

$$f_i^{(k+1)} = \frac{p_j}{p'_j} f_i^{(k)} \quad (28)$$

Comme cette mise à jour consiste uniquement à multiplier une valeur positive par un facteur positif, la positivité des coefficients est conservée sans qu'il soit nécessaire d'appliquer explicitement une contrainte de type $max(\cdot, 0)$.

Dans de nombreuses implémentations, la matrice de projection est simplifiée en supposant que chaque coefficient r_{ji} est binaire : il vaut 1 lorsque le pixel i est traversé par le rayon X_j et 0 dans le cas contraire. Le terme de normalisation $\sum_{\omega} r_{j\omega}^2$ devient alors simplement le nombre de pixels intersectés par ce rayon, noté N_j. L'expression précédente se simplifie ainsi en

$$f_i^{(k+1)} = max\left\{ f_i^{(k)} + \frac{p_j - p_j'^{(k)}}{N_j} r_{ji}, 0 \right\} \quad (29)$$

et l'incrément appliqué au pixel s'écrit ainsi

$$\delta f_i^{(k+1)} = \frac{p_j - p_j'^{(k)}}{N_j} \tag{30}$$

où $p_j'^{(k)}$ désigne la projection calculée à partir de l'estimation courante $f^{(k)}$. Cette modélisation revient à utiliser une interpolation par le plus proche voisin. Elle fournit une description correcte lorsque les rayons sont parallèles à la grille de pixels ($\theta = 0°$), mais son exactitude diminue lorsque l'angle d'incidence augmente. Par exemple, pour $\theta = 45\circ$, la longueur d'intersection réelle est proportionnelle à $\sqrt{2}N_j$, alors que l'approximation binaire conserve la valeur N_j.

Afin de mieux représenter la géométrie de l'acquisition, il est possible de remplacer ce comptage de pixels par la longueur effective d'intersection entre le rayon et l'objet, notée S_j. Comme la projection calculée $p_j'^{(k)}$ reste construite à partir de l'approximation binaire des coefficients r_{jw}, elle demeure naturellement associée à la normalisation N_j. Seule la mesure réelle p_j, qui correspond physiquement au trajet effectif du rayon dans l'objet, est alors normalisée par S_j. L'équation (30) devient alors :

$$\delta f_i^{(k+1)} = \frac{p_j}{S_j} - \frac{p_j'^{(k)}}{N_j} \tag{31}$$

Cette normalisation géométrique améliore la précision de la mise à jour en tenant compte de la longueur réelle du trajet du rayon dans l'objet, tout en conservant la cohérence entre $p_j'^{(k)}$ et le modèle binaire utilisé pour son calcul, ce qui limite les erreurs introduites par l'approximation binaire.

4.2.2 - Méthode SIRT

Contrairement à l'ART, où les pixels sont mis à jour après le traitement de chaque projection, la méthode SIRT (*Simultaneous Iterative Reconstruction Technique*) reporte la correction jusqu'à ce que l'ensemble des projections ait été pris en compte. À chaque itération, les résidus entre les projections mesurées et celles calculées à partir de l'estimation courante sont évalués pour les M projections disponibles. Les corrections correspondantes sont ensuite combinées afin d'effectuer une unique mise à jour de chaque pixel. Les expressions additive et multiplicative de l'ART se réécrivent alors sous la forme :

- **SIRT additive :** $f_i^{(k+1)} = max\left\{f_i^{(k)} + \frac{\sum_{j=1}^{M} P_j}{\sum_{j=1}^{M} S_j} + \frac{\sum_{j=1}^{M} p_j'^{(k)}}{\sum_{j=1}^{M} N_j}, 0\right\}$
- **SIRT multiplicative :** $f_i^{(k+1)} = \frac{\sum_{j=1}^{M} P_j \sum_{j=1}^{M} N_j}{\sum_{j=1}^{M} S_j \sum_{j=1}^{M} p_j'^{(k)}} f_i^{(k)}$

Le fait de regrouper les corrections issues de toutes les projections rend généralement SIRT plus stable et moins sensible aux incohérences présentes dans les données de projection. En contrepartie, chaque itération nécessite le traitement de l'ensemble des projections, ce qui augmente le coût de calcul par rapport à l'ART.

4.2.3 - Méthode SART

La méthode SART (*Simultaneous Algebraic Reconstruction Technique*) peut être vue comme un compromis entre les approches ART et SIRT. Comme dans le SIRT, la mise à jour d'un pixel combine simultanément les contributions de plusieurs raies plutôt que de les traiter une à une, ce qui limite l'effet des mesures bruitées ou incohérentes. Cependant, à la différence du SIRT qui attend d'avoir traité l'ensemble des projections du système avant de corriger l'image, le SART effectue cette combinaison simultanée uniquement à l'échelle d'un seul angle de projection à la fois : l'image est mise à jour après chaque angle, puis l'algorithme passe à l'angle suivant, comme dans l'ART. Cette combinaison des deux stratégies permet à SART de converger plus rapidement que le SIRT, tout en conservant une meilleure robustesse au bruit que l'ART classique.

Par ailleurs, contrairement à l'ART classique qui considère une contribution binaire des pixels traversés, le SART modélise plus précisément l'intersection entre les rayons et les pixels. Pour cela, chaque rayon est échantillonné en plusieurs points, et la valeur de l'image en chacun de ces points est estimée par interpolation bilinéaire à partir des pixels voisins. Les coefficients de projection correspondent alors aux longueurs réelles d'intersection entre le rayon et les pixels, ce qui fournit une représentation plus fidèle de la géométrie de l'acquisition.

La mise à jour d'un pixel s'écrit alors :

$$f_i^{(k+1)} = f_i^{(k)} + \frac{\sum_{j\in\theta}\left[\frac{p_j - p'_j}{\sum_{\omega=1}^{n} r_{j\omega}^2} r_{ji}\right]}{\sum_{j\epsilon\theta} r_{ji}} \qquad (32)$$

où r_{ji} représente la contribution du pixel i à la projection j, et où la somme porte sur l'ensemble des raies j appartenant à un même angle de projection θ .

Grâce à cette pondération, SART produit généralement des reconstructions de meilleure qualité que l'ART, tout en conservant une vitesse de convergence supérieure à celle du SIRT.

Il existe également une troisième famille de méthodes, dites statistiques (par exemple le *Maximum Likelihood Expectation Maximization*), qui modélisent explicitement la nature stochastique du bruit de détection afin d'améliorer la reconstruction, notamment en présence d'une faible dose ou d'un fort bruit. Ces approches ne sont pas détaillées ici mais complètent le panorama des méthodes de reconstruction tomographique.

5 - Les artefacts dans les images reconstruites

Comme nous l'avons vu dans les sections précédentes, la reconstruction du volume de l'échantillon nécessite de reconstruire l'image de chaque coupe, à chaque hauteur, à partir de son sinogramme. Dans un cas idéal, cette reconstruction serait parfaite, sans bruit ni artefacts. Cependant en pratique, différents problèmes peuvent survenir lors de l'acquisition des données, dégradant les sinogrammes puis, par conséquent, le volume reconstruit. Cette section présente les principaux artefacts observés et leurs origines.

5.1 - Les artefacts dus à la mauvaise estimation du centre de rotation

Comme vu dans la section 2.2, la projection d'un point dépend de la position du centre de rotation utilisé lors de la reconstruction. Si ce centre est mal estimé, la trajectoire théorique de chaque point ne correspond plus à sa trajectoire réelle sur le sinogramme. Ce décalage produit des artefacts caractéristiques en forme de U dans les coupes reconstruites.

Pour illustrer cet effet, la figure 20 présente la même coupe reconstruite en partant de la position réelle du centre de rotation et en lui appliquant volontairement un décalage horizontal (offset), à l'aide d'un curseur permettant de parcourir plusieurs valeurs de décalage. Plus l'écart introduit par rapport à la position réelle est important, plus les artefacts en U sont marqués comme on peut le voir sur la Figure 20.

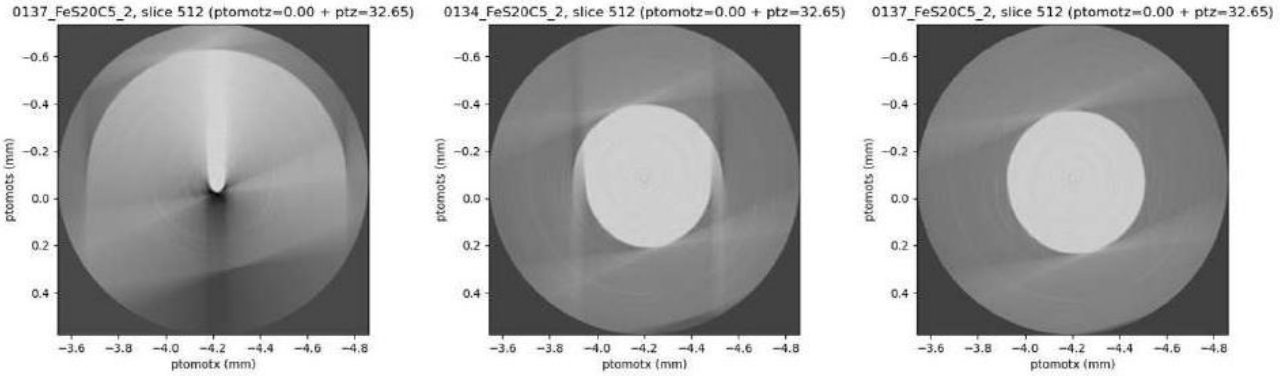


Figure 20 : La même coupe reconstruite avec des axes de rotation différents : à gauche un axe très mal estimé (40 pixels d'écart), au centre un axe mieux estimé (10 pixels d'écart) et à droite l'axe estimé est le plus proche de l'axe de rotation réel. Crédits photo : ligne PSICHÉ du Synchrotron SOLEIL

Pour corriger cet artefact, il faut réestimer le centre de rotation de l'image. Pour cela, on exploite la symétrie liée à la géométrie d'acquisition : comme l'échantillon tourne autour d'un axe de rotation fixe, les projections à 0° et à 180° sont symétriques par rapport à l'axe de rotation de l'échantillon.

On calcule alors, dans le domaine de Fourier, la corrélation croisée entre ces deux images (en inversant préalablement l'une des projections) afin de déterminer le décalage qui la maximise :

$$corr\left(p_0, p_{180}^{inv}\right) = \mathcal{F}^{-1}\left(\mathcal{F}(p_0) \cdot \overline{\mathcal{F}(p_{180}^{inv})}\right) \quad (33)$$

avec :

- p_0 la projection à 0°
- p_{180}^{inv} la projection à 180° retournée par rapport à l'axe de symétrie
- $\mathcal{F}$ et $\mathcal{F}^{-1}$ respectivement la transformée de Fourier et la transformée de Fourier inverse,
- $\overline{\mathcal{F}(\cdot)}$ le conjugué complexe de la transformée de Fourier
- $corr\left(p_0, p_{180}^{inv}\right)$ la fonction de corrélation croisée entre les deux projections, dont le maximum indique le décalage optimal entre les deux images.

La position du maximum de cette fonction de corrélation correspond au décalage qui aligne le mieux les deux projections symétriques, et donc à l'écart entre le centre de rotation utilisé et le centre de rotation réel. Comme cette fonction est calculée sur une grille discrète de pixels, ce maximum ne peut être localisé qu'à un pixel près. Afin d'obtenir une estimation plus précise, on ajuste une parabole $y = ax^2 + bx + c$ sur les quelques points de corrélation entourant ce maximum, avec x les positions autour du maximum (en pixels) et y les valeurs de corrélation correspondantes. La position du sommet de cette parabole, $x_{max} = -\frac{b}{2a}$, donne alors le décalage avec une précision sous-pixellique. C'est cette valeur affinée qui est finalement utilisée pour corriger la position du centre de rotation.

5.2 - Les artefacts dus aux contrastes de phases

Aux hautes résolutions spatiales, l'échantillon observé est nécessairement de petite taille et donc généralement peu absorbant, en particulier dans les applications médicales et biologiques. Le signal d'absorption devenant alors très faible, la contribution du signal de contraste de phase, dû à la réfraction aux petits angles des rayons X dans l'échantillon, n'est plus négligeable devant le signal d'atténuation.

Or, les algorithmes de reconstruction classiques, comme la rétroprojection filtrée, supposent une atténuation purement absorbante et ne prennent pas en compte cette contribution de phase. Cela produit des artefacts caractéristiques dans les coupes reconstruites, sous la forme de franges claires et sombres localisées aux interfaces entre deux matériaux, comme on peut le voir sur la Figure 21.

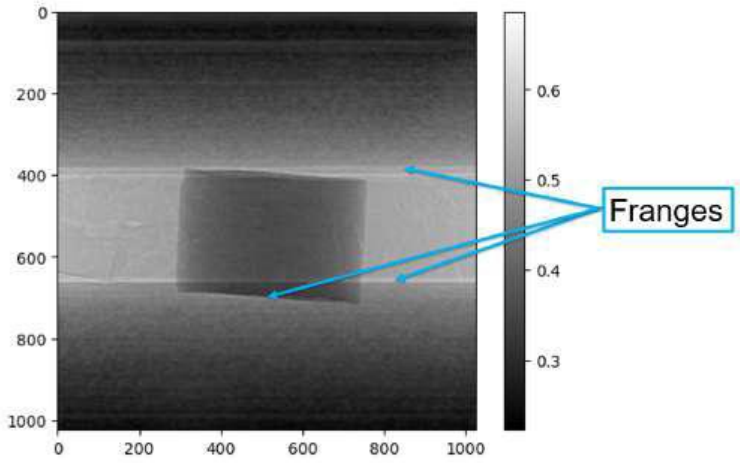


Figure 21 : Franges de contraste de phase visibles aux interfaces entre matériaux sur une projection.
Crédits photo : ligne PSICHÉ du Synchrotron SOLEIL

Plusieurs approches ont été développées pour corriger cet effet. Parmi les plus utilisées, la méthode de Paganin [15] applique un filtre passe-bas sur chaque projection, dans le domaine de Fourier, avant reconstruction. Sous l'hypothèse d'un échantillon homogène caractérisé par un unique rapport δ/β entre les parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction, ce filtre permet d'atténuer fortement les franges dues au signal de phase à partir d'une seule image par angle de projection, sans nécessiter d'acquisition à plusieurs distances de propagation.

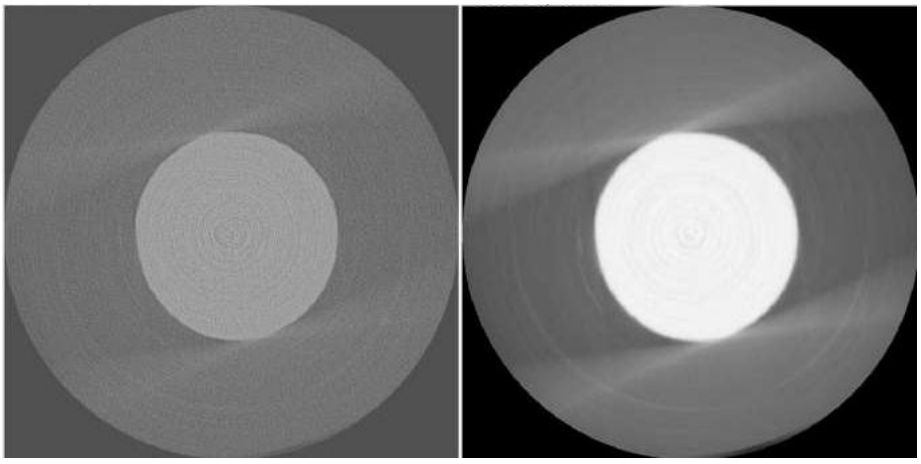


Figure 22 : Coupe d'un échantillon avant (à gauche) et après (à droite) l'application de l'algorithme de Paganin. On peut voir que les frontières entre les matériaux sont plus marquées après l'application de l'algorithme. Crédits photo : ligne PSICHÉ du Synchrotron SOLEIL

5.3 - Les artefacts dus aux angles manquants (missing wedge artefact)

Comme nous l'avons vu dans la sous-section 3.3, la transformée de Fourier d'une projection d'une image est équivalente à une tranche de la transformée de Fourier de cette image.

Il peut arriver qu'on ait une vue limitée due à la géométrie de l'expérience, qui ne permet pas d'acquérir toutes les orientations. On parle alors d'artefact de *missing wedge*, ou angles manquants.

Pour illustrer cela, on peut voir le cas des presses de Paris-Édimbourg qui permettent d'acquérir une tomographie pendant l'application d'une forte pression et d'un chauffage simultané de l'échantillon.

Sur la presse UToPEC de la ligne PSICHÉ, cette presse possède deux colonnes qui bloquent les rayons X sur 15 degrés, comme on peut le voir sur la Figure 23.

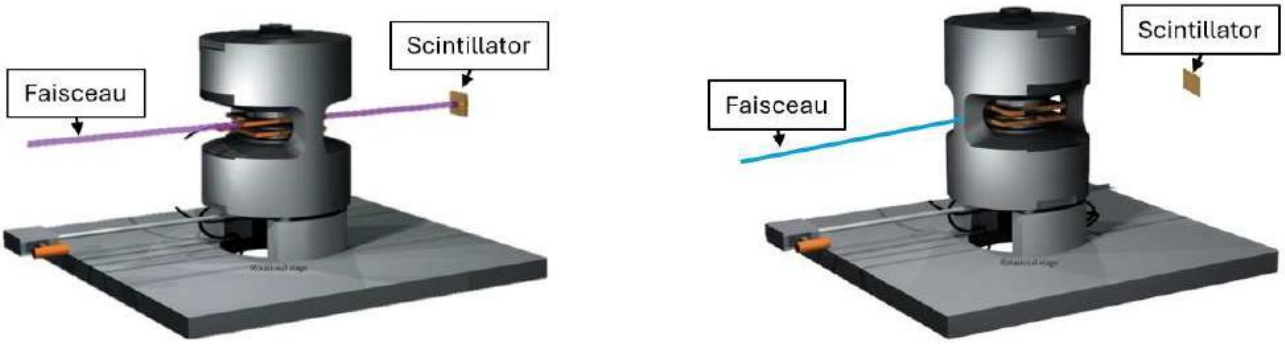


Figure 23 : Illustration d'une tomographie en rayonnement synchrotron avec l'UToPEC : à gauche le cas où le faisceau est détecté par le scintillateur et à droite le cas où les colonnes bloquent le faisceau [16]

En conséquence, les coefficients de Fourier correspondant à ces orientations manquantes ne peuvent pas être directement déterminés. Cela se traduit par un manque d'informations dans certaines régions de l'espace de Fourier, ce qui peut entraîner des artefacts ou des ambiguïtés dans l'image reconstruite. Pour illustrer numériquement cet effet, on simule cette perte d'information angulaire sur le fantôme de Shepp-Logan : la Figure 24 compare la transformée de Fourier de l'image originale, complète, à celle obtenue après reconstruction à partir de projections incomplètes. On y observe clairement l'apparition d'une région où les coefficients sont manquants, ce qui donne son nom à l'artefact *missing wedge*.

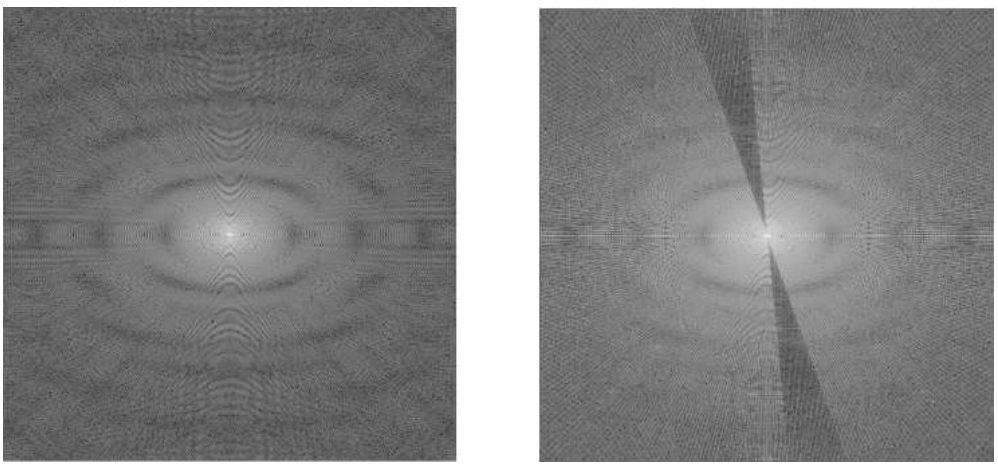


Figure 24 : Comparaison entre les transformées de Fourier du fantôme de Shepp-Logan sans bruit (gauche) et reconstruite (droite)

Or, la reconstruction par rétroprojection filtrée suppose implicitement une couverture angulaire complète de l'espace de Fourier. Lorsque ce n'est pas le cas, l'absence de ces coefficients rend la reconstruction de l'image moins précise : les artefacts typiques incluent des stries orientées dans la direction des angles manquants, ainsi que des flous localisés dans les zones où l'information fait défaut, ce qui peut influer sur le résultat (cf. Figure 25).

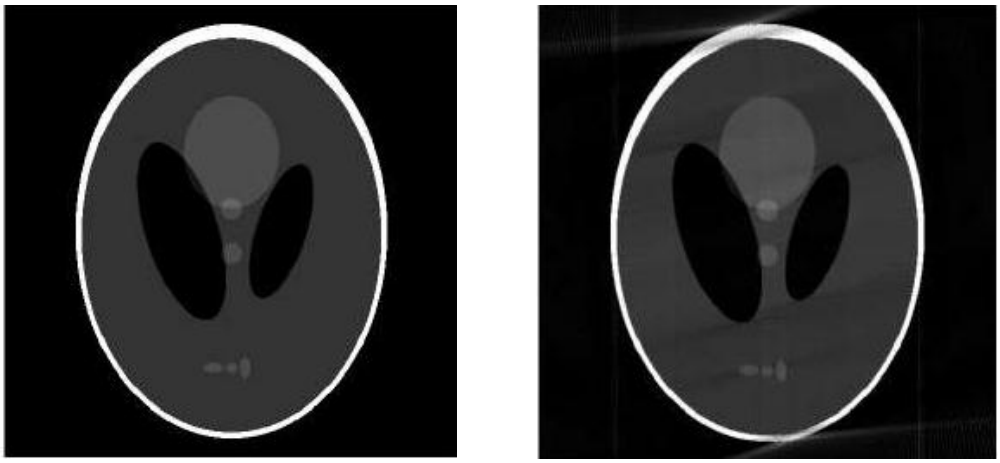


Figure 25 : Comparaison entre l'image originale (à gauche) et l'image reconstruite avec artefact de missing wedge, avec des angles manquants de 15 degrés (à droite). On peut voir les stries orientées dans la même direction sur le fantôme reconstruit avec les angles limités.

Plusieurs approches ont été développées pour atténuer ce type d'artefact. Les méthodes d'apprentissage profond appliquées à la reconstruction tomographique ont connu un essor important ces dernières années [17, 18], que ce soit en complément des méthodes de reconstruction classiques ou de manière plus intégrée. Parmi elles, les approches favorisant la régularisation des contours, telles que les méthodes basées sur la variation totale (TV-FISTA), ou les techniques de *deep unfolding* adaptées aux acquisitions à densité angulaire limitée [19], permettent de mieux compenser l'absence d'information dans certaines régions de l'espace de Fourier que les méthodes analytiques classiques. Ces approches ne sont pas détaillées ici, mais illustrent les directions actuellement explorées pour limiter l'impact de cet artefact.

5.4 - Les artefacts dus à un échantillon trop absorbant (metal artefact)

Un autre type d'artefact courant en tomographie apparaît lorsque l'échantillon contient des zones très fortement absorbantes, typiquement des inclusions métalliques. C'est notamment le cas en imagerie médicale, où les prothèses ou implants dentaires métalliques atténuent le faisceau de rayons X de façon beaucoup plus importante que les tissus environnants.

Cet artefact trouve son origine dans plusieurs phénomènes physiques que les méthodes de reconstruction classiques comme la FBP ne prennent pas en compte, puisqu'elles supposent un faisceau monochromatique et une atténuation purement rectiligne :

- **Le durcissement de faisceau :** le faisceau de rayons X étant polychromatique, les photons de basse énergie sont absorbés préférentiellement lors de la traversée du métal, ce qui décale le spectre vers les hautes énergies et rend l'atténuation apparente non linéaire avec l'épaisseur traversée ;
- **Le diffusé :** la forte densité électronique du métal favorise la diffusion Compton des photons, qui ne suivent alors plus une trajectoire rectiligne entre la source et le détecteur, biaisant ainsi la mesure ;
- **Le bruit :** l'atténuation très forte induite par le métal peut conduire à un nombre de photons transmis quasiment nul, ce qui dégrade fortement le rapport signal sur bruit sur ces lignes de mesure.

Ces trois effets combinés produisent des artefacts caractéristiques dans les images reconstruites : raies noires et blanches, stries en étoile partant des zones métalliques et taches sombres localisées, comme on peut l'observer sur la Figure 26, aussi bien sur une acquisition réalisée avec la presse UToPEC que sur un cas médical classique (plombage dentaire).

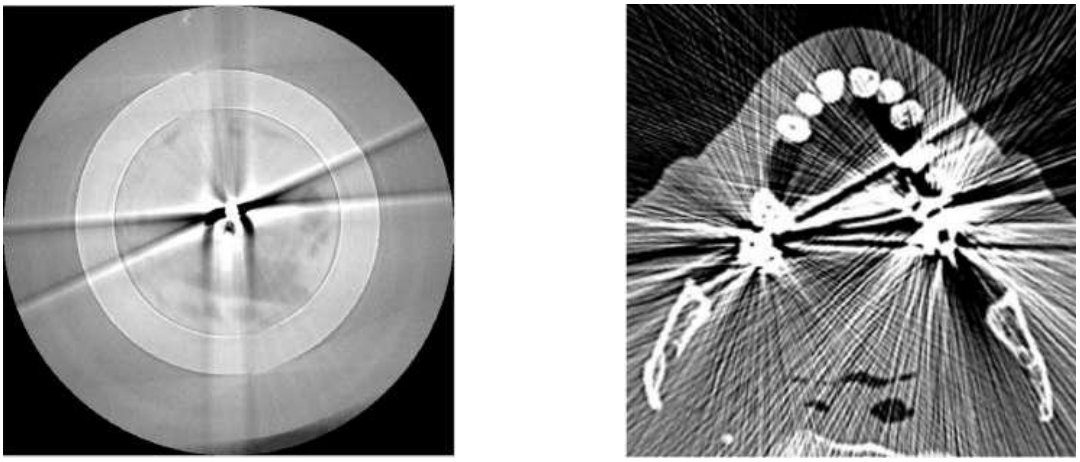


Figure 26 : Exemple d'artefacts dus à l'absorption d'un matériau : coupe reconstruite acquise avec la presse UToPEC (gauche, crédits photo : ligne PSICHÉ du Synchrotron SOLEIL) et même artefact causé par un plombage dentaire (droite) [20]

Pour corriger cet artefact, deux grandes familles d'approches existent. La première consiste à remplacer les projections contaminées par le métal dans le sinogramme, par interpolation ou à l'aide d'une image a priori obtenue par segmentation, avant de reconstruire l'image. La seconde cherche plutôt à modéliser plus finement les phénomènes physiques à l'origine de l'artefact (durcissement de faisceau, diffusé) pour les intégrer directement dans la reconstruction. Ces méthodes sont explicitées dans le troisième chapitre de la thèse de Long Chen [13].

6 - Les applications

6.1 - Diagnostics et recherches médicaux

La tomodensitométrie est largement utilisée en médecine préventive et dans le dépistage de maladies, notamment pour la détection de plusieurs types de cancer. La colonographie par CT, ou coloscopie virtuelle, consiste à réaliser un scanner du côlon et du rectum afin d'y détecter des polypes ou des tumeurs pouvant être liés au cancer colorectal. Elle permet ainsi d'éviter le recours à la coloscopie traditionnelle, un examen invasif, le patient étant simplement allongé sur une table. Elle permet également d'obtenir un volume en trois dimensions que l'on peut parcourir coupe par coupe, là où une caméra doit être déplacée pour obtenir chaque nouvelle image (cf. Figure 27).

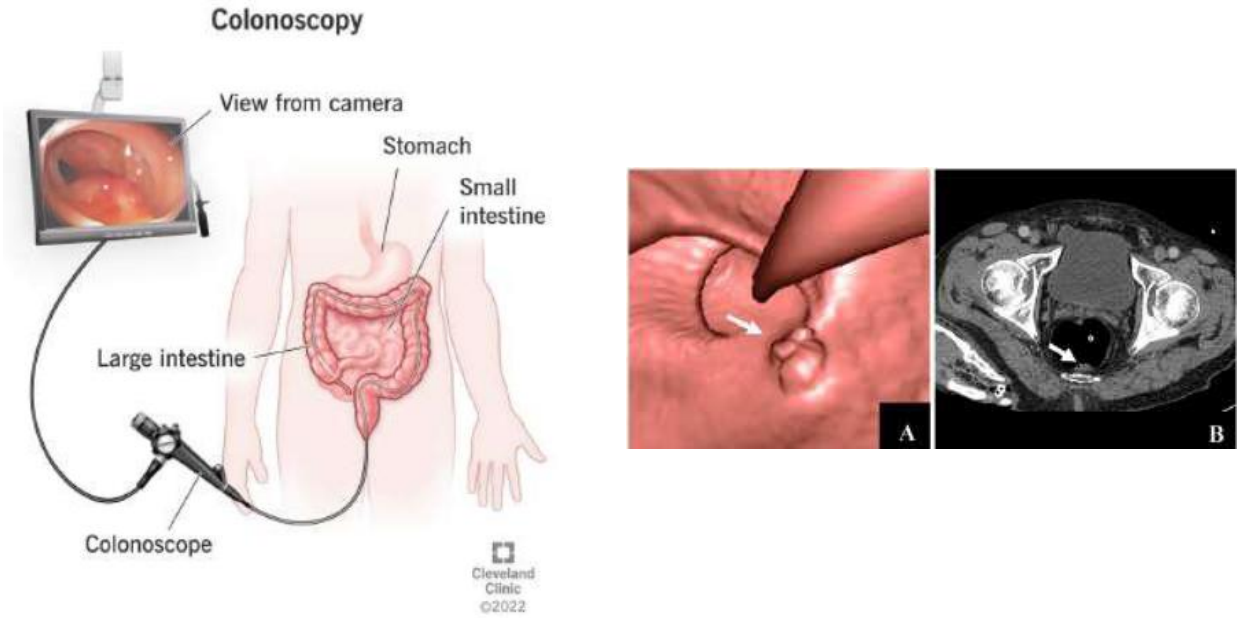


Figure 27 : gauche, schéma de principe d'une coloscopie traditionnelle [21]. À droite, colonographie par CT d'une masse rectale : l'image de gauche est un rendu volumique et l'image de droite est une coupe fine [22].

Elle permet également de faire de l'imagerie fonctionnelle, comme une angiographie avec injection de contraste, qui permet de visualiser les anévrismes, les blocages ou les caillots de sang (cf. Figure 28).

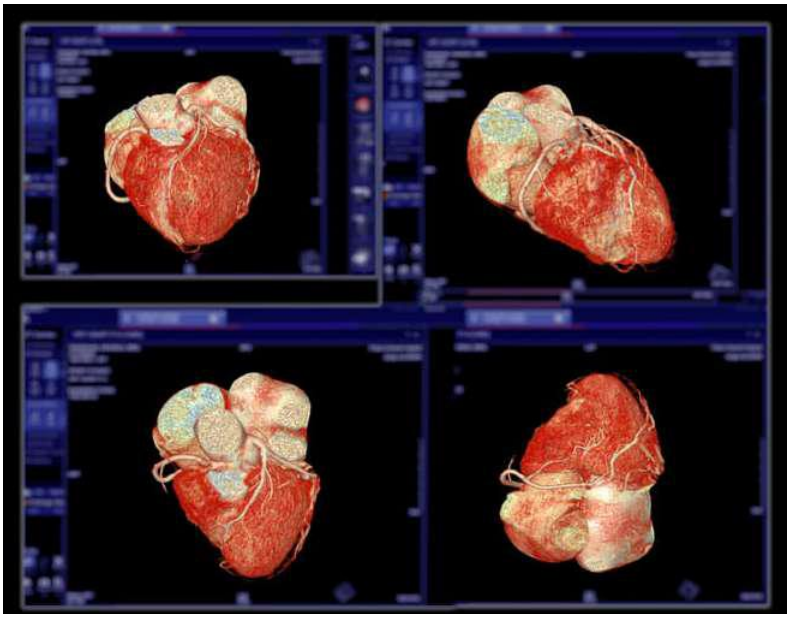


Figure 28 : Une angiographie par CT. On peut voir le cœur, les artères et les vaisseaux sanguins du patient [23]

La tomographie permet aussi de faire avancer la recherche médicale, notamment lors d'analyses postmortem de tissus biologiques. Une étude sur des souris a par exemple utilisé la tomographie sur la ligne ID19 de l'ESRF à Grenoble pour observer l'évolution de leurs os avec l'âge en l'absence de sclérostine, une protéine qui freine normalement la croissance osseuse [24]. Les tomographies ont été réalisées sur le tibia et le fémur des souris (cf. Figure 29).



Figure 29 : Reconstruction du tibia à différents âges des souris [25]

6.2 - Sciences du patrimoine et archéologie

La tomographie trouve aussi des applications en dehors du champ médical, notamment en archéologie. Des chercheurs ont réussi à réaliser des scans tomographiques d'un fossile à l'aide de rayons X, une méthode non destructive, contrairement à l'approche plus courante où les fossiles étaient analysés numériquement par une technique de broyage en série, qui est destructive.

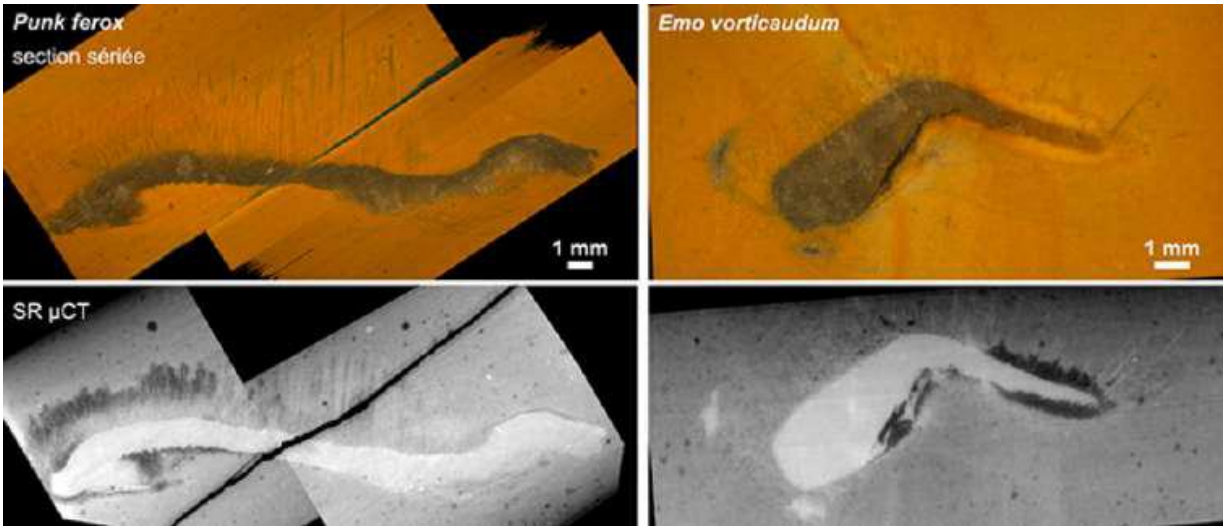


Figure 30 : Sections de tomographie par rayons X en série (en haut) et par rayons X synchrotron (SR µCT, en bas) des fossiles d'aculifères Punk ferox et Emo vorticaudum [26]

Elle permet également d'étudier des artefacts anciens, comme des parchemins enroulés sur eux-mêmes : la tomographie permet de les dérouler virtuellement afin d'en étudier le contenu sans les détruire. Des chercheurs ont par exemple déroulé numériquement une tablette de défixion trouvée lors des fouilles de l'ancien hôpital Porte-Madeleine à Orléans, et d'en décoder les inscriptions.

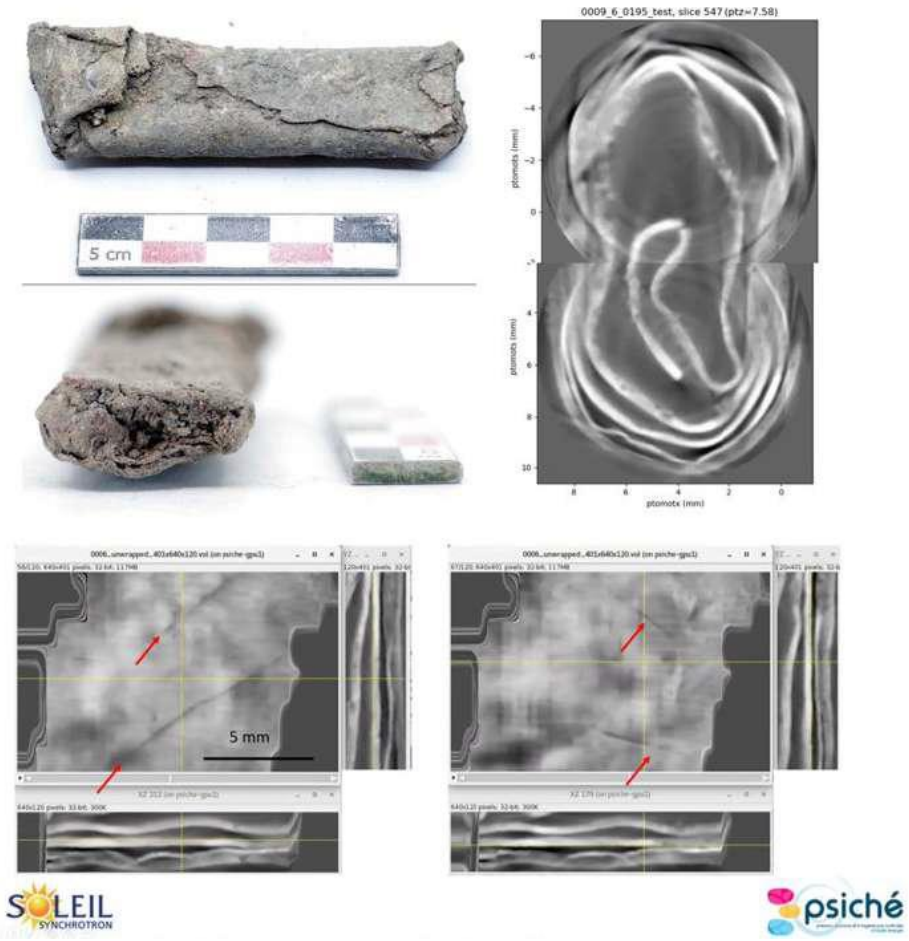


Figure 31 : Tomographie in situ aux rayons X d'une tablette de défixion provenant de la sépulture F6209. En haut photographie de la tablette et reconstruction du volume après l'acquisition (crédits : SAVO 2024). En bas détail sur une petite zone test, de part et d'autre de la feuille de plomb (à gauche et à droite de l'image) : des inscriptions apparaissent sur les deux faces donc la tablette pourrait être inscrite en recto-verso (crédits : Synchrotron SOLEIL) [27].

6.3 - Géophysique

Au-delà du patrimoine, la tomographie est aussi un outil précieux pour l'étude des matériaux terrestres dans des conditions extrêmes de température et de pression caractéristiques des intérieurs planétaires. L'imagerie à grande vitesse permet notamment d'examiner le comportement de liquides magmatiques, tels que leur viscosité, leur tension de surface ou leur immiscibilité. Par exemple, cette technologie a permis d'obtenir les premières mesures de propagation de silicate fondu à travers une matrice de silicate solide, dans un mélange de roche magmatique rhyolitique naturelle finement broyée.

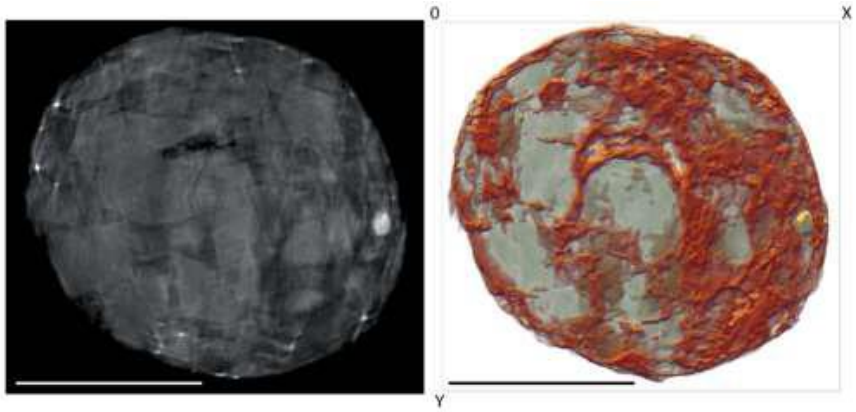


Figure 32 : Coupe reconstruite de l'échantillon à 3 GPa et 1600 K et représentation volumique de la distribution de la fusion (en marron) dans le volume [28]

6.4 - Mécanique des matériaux

Dans un registre proche mais appliqué cette fois aux matériaux manufacturés, la tomographie permet également de réaliser des expériences in situ en acquérant les différents états d'un échantillon au cours du temps. Cela a par exemple permis à des chercheurs du Centre des Matériaux - Mines Paris (PSL) de réaliser pour la première fois l'imagerie 3D en temps réel, par rayons X, de la déformation et de la rupture de l'acier sous hydrogène gazeux sous pression [29]. L'objectif est de comprendre comment l'hydrogène fragilise les aciers utilisés dans les infrastructures de transport, un enjeu fondamental pour garantir la sécurité des futurs réseaux hydrogène. Pour cela, plusieurs tomographies ont été réalisées à différentes étapes d'un essai de traction, à l'aide d'une cellule de traction couplée à une chambre de pression sous hydrogène.

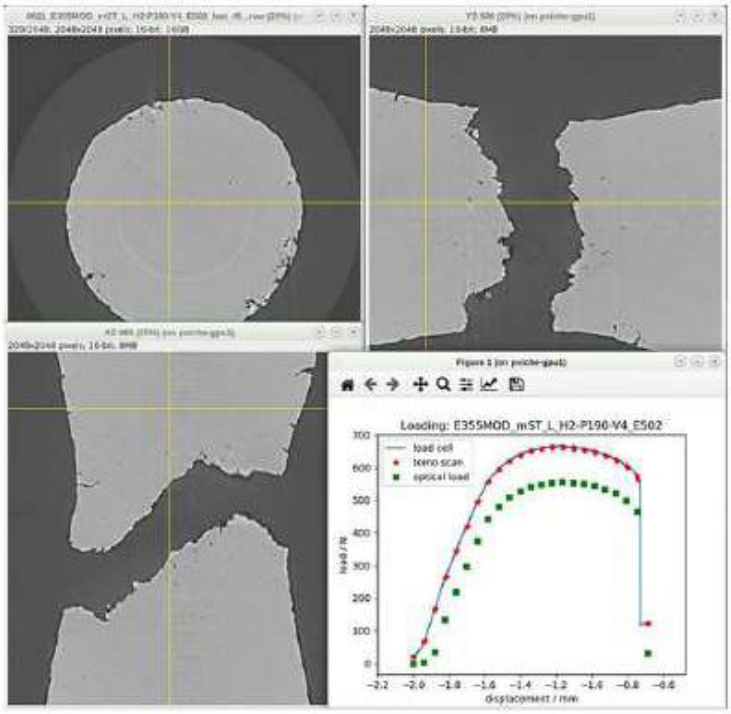


Figure 33 : Tomographie in situ aux rayons X d'une éprouvette miniature d'acier ferritique testée sous un essai de traction de 190 bars d'hydrogène gazeux [29].

Pour d'autres exemples dans le domaine des sciences des matériaux, on peut se référer à la ressource *La tomographie en sciences et mécanique des matériaux* [30].

7 - Conclusion

Cet article a présenté les principes de la tomographie par rayons X, de l'acquisition des données à la reconstruction des images, en s'appuyant sur le formalisme de l'opérateur de Radon et le théorème de coupe-projection. Si la rétroprojection filtrée reste la méthode la plus utilisée en pratique, les approches algébriques itératives (ART, SIRT, SART) offrent une meilleure robustesse face au bruit et aux données incomplètes. Nous avons également vu que la qualité des reconstructions dépend fortement de la maîtrise des artefacts (centre de rotation, contraste de phase, angles manquants, matériaux absorbants), dont la correction motive aujourd'hui le développement de méthodes basées sur l'apprentissage profond.

Enfin, la diversité des applications présentées, au-delà du domaine médical, confirme que la tomographie s'est imposée comme un outil d'investigation non destructif essentiel dans de nombreux domaines scientifiques, en particulier grâce aux performances offertes par le rayonnement synchrotron.

Références :

[1] Häggström, M. *Computed Tomography Images of Mikael Häggström's Brain*. Département de Radiologie, Uppsala University Hospital, 2007. Téléversé par Mikael Häggström. Disponible sur : https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Computed_tomography_of_human_brain_-_large.png

[2] Lagarde, J., P. Olivieri, M. Bottlaender, et M. Sarazin. *Impact de l'imagerie TEP métabolique et moléculaire dans les maladies neurodégénératives cognitives*. Pratique Neurologique - FMC, vol. 12, no. 2, 2021, p. 180-189. https://doi.org/10.1016/j.praneu.2021.03.011

[3] Guerquin-Kern, M., L. Lejeune, K.P. Pruessmann, et M. Unser. *Realistic Analytical Phantoms for Parallel Magnetic Resonance Imaging*. IEEE Transactions on Medical Imaging, vol. 31, no. 3, 2012, p. 626-636.

[4] Wils, Patricia. *Analyses non destructives par tomographie à rayons X*. Les Nouvelles de l'archéologie, vol. 159, 2020, p. 13-19. DOI.org (Crossref), https://doi.org/10.4000/nda.9047

[5] Tatone, Bryan, et Giovanni Grasselli. *Characterization of the Effect of Normal Load on the Discontinuity Morphology in Direct Shear Specimens Using X-ray Micro-CT*. Acta Geotechnica, vol. 10, 2014, p. 31-54. https://doi.org/10.1007/s11440-014-0320-5

[6] Schneider, C. A., W. S. Rasband, et K. W. Eliceiri. *NIH Image to ImageJ: 25 Years of Image Analysis*. Nature Methods, vol. 9, no. 7, 2012, p. 671-675. https://doi.org/10.1038/nmeth.2089

[7] *SOLEIL en 3 questions | Centre de rayonnement synchrotron français*. https://www.synchrotron-soleil.fr/fr/propos-de-soleil/nous-connaitre/quest-ce-que-soleil/soleil-en-3-questions

[8] King, A., N. Guignot, P. Zerbino, E. Boulard, K. Desjardins, M. Bordessoule, N. Leclerq, S. Le, G. Renaud, M. Cerato, M. Bornert, N. Lenoir, S. Delzon, J. P. Perrillat, Y. Legodec, et J. P. Itié. *Tomography and Imaging at the PSICHÉ Beam Line of the SOLEIL Synchrotron*. Review of Scientific Instruments, vol. 87, no. 9, 2016, p. 093704. https://doi.org/10.1063/1.4961365

[9] Weitkamp, T., et al. *Microtomography on the ANATOMIX Beamline at Synchrotron SOLEIL*. Journal of Physics: Conference Series, vol. 2380, no. 1, décembre 2022, p. 012122. DOI.org (Crossref), https://doi.org/10.1088/1742-6596/2380/1/012122

[10] Han, Minah, et al. *Human and Model Observer Performance for Lesion Detection in Breast Cone Beam CT Images with the FDK Reconstruction*. PLOS ONE, vol. 13, no 3, mars 2018, p. e0194408. DOI: https://doi.org/10.1371/journal.pone.0194408

[11] Kaczmarz, S. *Angenäherte Auflösung von Systemen linearer Gleichungen*. Bulletin International de l'Académie Polonaise des Sciences et des Lettres, Classe des Sciences Mathématiques et Naturelles, Série A, Sciences Mathématiques, vol. 6-8A, 1937, p. 355-357

[12] Natterer, F. *The Mathematics of Computerized Tomography*. SIAM, Philadelphia, 2001

[13] Chen, Long. *Méthodes itératives de reconstruction tomographique pour la réduction des artefacts métalliques et de la dose en imagerie dentaire*. Physique Médicale [physics.med-ph], Université Paris Sud - Paris XI, 2015. https://theses.hal.science/tel-01167370v1

[14] Gordon, Richard, Robert Bender, et Gabor T. Herman. *Algebraic Reconstruction Techniques (ART) for Three-Dimensional Electron Microscopy and X-Ray Photography*. Journal of Theoretical Biology, vol. 29, no. 3, 1970, p. 471-481. ISSN 0022-5193. https://doi.org/10.1016/0022-5193(70)90109-8

[15] Paganin, D., Mayo, S. C., Gureyev, T. E., Miller, P. R., et Wilkins, S. W. *Simultaneous Phase and Amplitude Extraction from a Single Defocused Image of a Homogeneous Object*. Journal of Microscopy, vol. 206, no. 1, 2002, p. 33–40

[16] E. Giovenco, J.-P. Perrillat, E. Boulard, A. King, N. Guignot, Y. Le Godec, *Quantitative 4D X-ray microtomography under extreme conditions: a case study on magma migration*, Journal of Synchrotron Radiation, vol. 28, no. 5, pp. 1598–1609, 2021

[17] Wang, Ge, Jong Chul Ye, et Bruno De Man. *Deep Learning for Tomographic Image Reconstruction. Nature Machine Intelligence*, vol. 2, no. 12, 2020, p. 737-748. ISSN 2522-5839. https://doi.org/10.1038/s42256-020-00273-z

[18] Zhang, R., et al. *Artificial Intelligence in Computed Tomography Image Reconstruction: A Review of Recent Advances*. Journal of Computer Assisted Tomography, vol. 49, no. 4, 2025, p. 521-530. ISSN 0363-8715. https://doi.org/10.1097/RCT.0000000000001734

[19] Savanier, Marion, Émilie Chouzenoux, Jean-Christophe Pesquet, et Cyril Riddell. *Deep Unfolding of the DBFB Algorithm with Application to ROI CT Imaging with Limited Angular Density*. IEEE Transactions on Computational Imaging, vol. 9, 2023, p. 502-516. ISSN 2333-9403. https://doi.org/10.1109/TCI.2023.3279053

[20] De Man, Bruno, Nuyts, Johan, Dupont, Patrick, Marchal, G., et Suetens, P. *Reduction of metal streak artifacts in X-ray computed tomography using a transmission maximum a posteriori algorithm*. IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 47, no. 3, 2000, p. 977-981. ISSN 0018-9499. https://doi.org/10.1109/23.856534

[21] Cleveland Clinic. *Colonoscopy: What It Is, Procedure Details, Results*. https://my.clevelandclinic.org/health/diagnostics/4949-colonoscopy. Consulté le 10 août 2026.

[22] Sun, Kai, et al. *Accuracy of Combined Computed Tomography Colonography and Dual Energy Iodine Map Imaging for Detecting Colorectal Masses Using High-Pitch Dual-Source CT*. Scientific Reports, vol. 8, no 1, février 2018, p. 3790. DOI : https://doi.org/10.1038/s41598-018-22188-x

[23] Praserdumrongchai, Suphachai. *CTA Coronary artère 3D image de rendu*. iStock, 2023. https://www.istockphoto.com/fr/photo/cta-coronary-art%C3%A8re-3d-image-de-rendu-gm1483865745-510360096

[24] deVet, T., Helou, A., Checa, S., Rack, A., Kramer, I., Wilde, F., Zaslansky, P., Willie, B.M. *Sost deficiency leads to greater bone vascular porosity, but similar osteocyte lacunar properties with increasing age* Bone Reports., 2026, 30: 101937

[25] deVet, Taylor, et al. *Sost Deficiency Leads to Greater Bone Vascular Porosity, but Similar Osteocyte Lacunar Properties with Increasing Age*. Bone Reports, vol. 30, septembre 2026, p. 101937. DOI : https://doi.org/10.1016/j.bonr.2026.101937

[26] Synchrotron SOLEIL. *Des fossiles « disséqués » par tomographie aux rayons X sur la ligne PSICHÉ révèlent l'histoire ancienne des mollusques*. Centre de rayonnement synchrotron. https://www.synchrotron-soleil.fr/fr/actualites/des-fossiles-disseques-par-tomographie-aux-rayons-x-sur-la-ligne-psiche-revelent. Consulté le 10 août 2026.

[27] Service d'archéologie de la Ville d'Orléans. *Les tablettes de défixion illuminées par les rayons de soleil*. Opération archéologique de l'hôpital Porte Madeleine. https://archeologie.orleans-metropole.fr/actualites/dernieres-actualites/operation-archeologique-de-lhopital-porte-madeleine/les-tablettes-de-defixion-illuminees-par-les-rayons-de-soleil-. Consulté le 10 août 2026

[28] Boulard, E., King, A., Guignot, N., Deslandes, J.P., Le Godec, Y., Perrillat, J.P., Clark, A., Morard, G., et Itié, J.P. *High-Speed Tomography under Extreme Conditions at the PSICHÉ Beamline of the SOLEIL Synchrotron*. Journal of Synchrotron Radiation, vol. 25, no 3, 2018, p. 818-825.

[29] Santana, L.M., Okumko, V., King, A., Morgeneyer, T.F., Besson, J., Madi, Y. *Investigating the influence of strain rate on hydrogen embrittlement in steel sub-size tensile specimens using 3D X-ray tomography* International Journal of Hydrogen Energy., 2025, 138: 626-647

[30] F. Hild, H. Horsin Molinaro, S. Roux, *La tomographie en sciences et mécanique des matériaux*, CultureSciences de l'Ingénieur – éduscol STI, février 2015. https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-cachan/ressources_pedagogiques/la-tomographie-en-sciences-et-mecanique-des-materiaux (consulté le 29 juillet 2026).

[31] Coussat, Aurélien. *Tomographie de région d'intérêt par inversion numérique de la transformée de Hilbert tronqué*e. 2021. Université de Lyon, Imagerie médicale.

[32] Saccomano, Giulia, et al. *3D Virtual Histology Demonstrates Tumour Connectivity in Spread through Air Spaces (STAS) of Non-small Cell Lung Cancer*. Histopathology, vol. 89, no. 1, juillet 2026, p. 69-80. DOI.org (Crossref), https://doi.org/10.1111/his.70130

[33] Pauwels, Kristof, et Paul-Antoine Douissard. *Indirect X-ray Detectors with Single-Photon Sensitivity*. Journal of Synchrotron Radiation, vol. 29, no. 6, octobre 2022, p. 1394-1406. PubMed Central, https://doi.org/10.1107/S1600577522009584

Modèles de diffusion appliqués à l'imagerie médicale : augmentation de données et reconstruction d'images

La Revue 3EI
Culture Sciences de l'Ingénieur

Édité le 15/10/2026

école normale supérieure paris—saclay

Noah TOURNIER[1,2] – Gatien SÉGUY[1,3] – Alexandre NOEL[1,4]

[1] *ENS Paris-Saclay,* [2] *Centre Borelli,* [3] *Laboratoire SATIE,* [4] *CMAP*

Cette ressource est issue des travaux de Noah Tournier dans le cadre du projet ARIA au Centre Borelli, de ceux de Gatien Séguy menés lors de son stage de Master 2 FESup au laboratoire des systèmes et applications des technologies de l'information et de l'énergie (CNRS), ainsi que de ceux d'Alexandre Noël lors de son stage de Master 2 MVA au Centre de Mathématiques Appliquées de l'École Polytechnique.

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ème trimestre 2026.

L'imagerie médicale accompagne le patient à chaque étape du soin : dépistage, diagnostic et suivi d'un traitement. Elle repose sur plusieurs techniques : radiographie, scanner, IRM (imagerie par résonance magnétique), échographie ou encore tomographie par émission de positons. Dans beaucoup de ces techniques un appareil mesure d'abord un signal, puis une reconstruction de l'image est effectuée à partir de ces mesures. Par exemple, en IRM, l'appareil mesure ce qu'on appelle des coefficients de Fourier de l'image, en scanner, il mesure des projections de rayons X sous de nombreux angles.

Cette chaîne d'acquisition pose un premier problème. Afin d'avoir des images de meilleure qualité il est nécessaire d'effectuer plus de mesure ce qui augmente la durée de l'examen et son coût. Pour pallier ce problème il faut donc réduire le nombre de mesures ou recourir à un équipement moins complexe. L'image calculée est alors dégradée, elle est bruitée, floue ou marquée d'artefacts. Le problème devient alors un problème de reconstruction d'images : comment retrouver une image exploitable malgré des mesures incomplètes ?

Un second problème concerne l'analyse automatique des images. Des réseaux de neurones aident de plus en plus au diagnostic, par exemple pour repérer une tumeur. Pour ce faire, ils sont entraînés sur des jeux de données comprenant énormément d'images. Or un jeu de données médicales est difficile à constituer, il faut acquérir les examens, obtenir les autorisations et anonymiser les données. Il faut aussi que des médecins annotent les images. De plus, les images proviennent souvent d'appareils et de protocoles différents, ce qui peut biaiser l'apprentissage. Enfin, les maladies rares sont peu représentées. Le réseau apprend alors surtout à reconnaître les cas fréquents, et il est moins performant sur les cas rares, qui sont pourtant parmi les plus importants à détecter. Une solution est de compléter le jeu de données avec de nouvelles images, sans nouveaux examens ni nouveaux patients : c'est l'augmentation de données.

L'intelligence artificielle générative apporte une réponse à ces deux problèmes. Un modèle génératif apprend, à partir d'exemples, ce qu'est une image médicale plausible. Il peut ensuite créer de nouvelles images du même type. Parmi ces modèles, les modèles de diffusion occupent une place importante depuis 2020. Leur idée est simple : on apprend à un réseau de neurones à

retirer du bruit d'une image, un peu à la fois. En partant d'un bruit pur et en le retirant étape par étape, on voit apparaître une image. Ces modèles produisent des images variées et de bonne qualité. On peut aussi les guider par une information connue, comme une classe (bénin ou malin), un masque ou une mesure.

Cet article présente ces modèles et deux de leurs usages en imagerie médicale :

- **L'augmentation de données** : créer de nouvelles images pour mieux représenter les cas rares ;
- **La reconstruction d'images** : retrouver une image exploitable à partir d'une acquisition bruitée, floue ou incomplète.

Ces deux usages reposent sur la même connaissance : le modèle sait ce qu'est une image médicale plausible. Cependant ils sont utilisés dans des cas bien différents. Une image générée ne représente aucun patient précis alors qu'une image reconstruite représente un patient réel et doit rester fidèle à ses mesures. Un modèle qui ajoute un détail plausible mais faux met alors le diagnostic en danger. On parle alors d'hallucination.

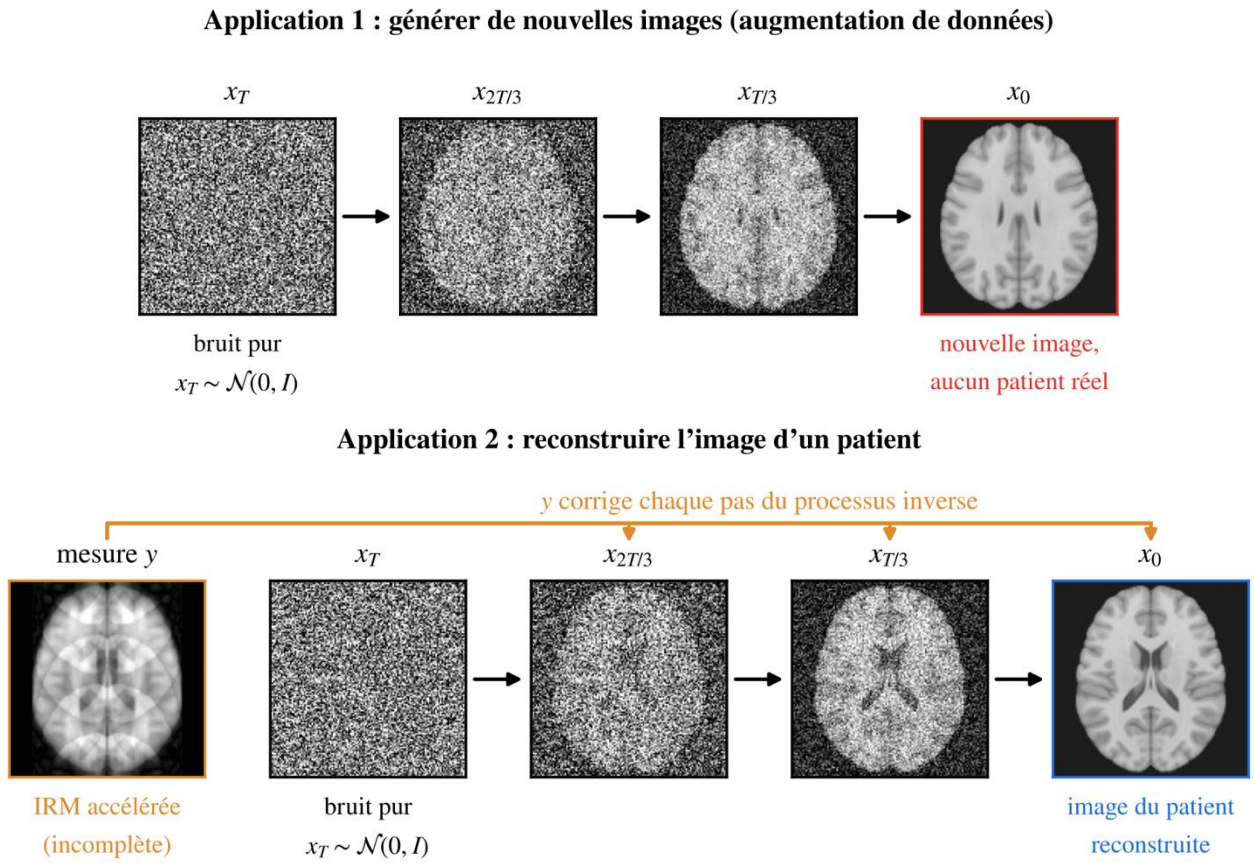


Figure 1 : Les deux usages étudiés. En reconstruction, le modèle doit respecter la mesure du patient.

1 - Modèles de diffusion : fondements théoriques

Un modèle génératif apprend, à partir d'un jeu d'exemples, à produire de nouvelles données. Dans notre cas ce sont des images médicales. Ces images ne sont pas des copies de celles du jeu initial, cependant elles conservent les propriétés générales, telles que les contrastes, les structures anatomiques ou les textures caractéristiques du type d'examen considéré.

Les premiers modèles de diffusion modernes apparaissent en 2015 [1]. Les DDPM (Denoising Diffusion Probabilistic Models) popularisent ensuite la méthode en 2020 [2]. Leur apprentissage est stable et ils permettent de contrôler la génération. Ces deux qualités expliquent leur intérêt en imagerie médicale.

1.1 - Principe général

Un modèle de diffusion utilise deux processus opposés :

- Le processus direct qui ajoute du bruit à une image et la déstructure jusqu'à ce qu'elle ne soit plus qu'un bruit blanc gaussien. Il est fixé à l'avance.
- Le processus inverse qui retire ce bruit pas à pas et permet de récupérer l'image originale. Il est appris par un réseau de neurones

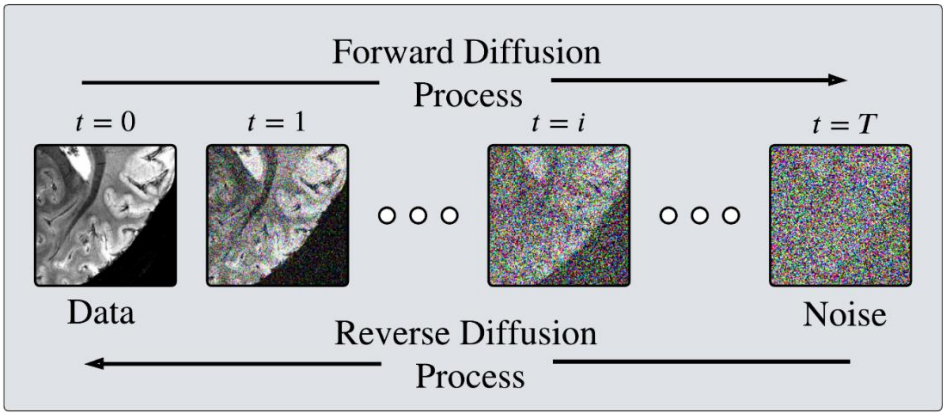


Figure 2 : Processus direct et inverse d'un modèle de diffusion, illustrés sur un patch d'une coupe IRM axiale de cerveau. Le processus direct ajoute progressivement du bruit gaussien jusqu'à un bruit pur. Le processus inverse, appris par le réseau, reconstruit l'image en retirant le bruit étape par étape.

Une fois l'apprentissage terminé, le processus de génération s'effectue de la manière suivante : une image ne contenant que du bruit est créée, le réseau applique alors le processus inverse sur ce bruit, et une nouvelle image est générée étape par étape.

Le mot *débruiter* peut prêter à confusion. En effet, aucune image n'est cachée dans le bruit de départ, le réseau construit une nouvelle image, en la rapprochant à chaque étape des images apprises. Deux bruits de départ différents donnent donc deux images différentes.

Une expérience de pensée :

Prenons un jeu de coupes IRM du cerveau. Le modèle repère des propriétés communes : la forme du crâne, les contrastes entre les tissus, certaines symétries, la forme des sillons, etc... Il apprend aussi les variations normales entre les patients. Il peut ensuite créer une nouvelle coupe qui respecte ces propriétés.

1.2 - Le processus direct

On note x_0 l'image de départ. Le processus direct produit les images $x_1, x_2, \ldots, x_T$. L'image est légèrement bruitée et déstructurée à chaque étape pour qu'à la fin, x_T approxime un bruit blanc gaussien. Par déstructuration, on entend la disparition progressive de l'organisation spatiale de l'image : les contours, les formes et les contrastes s'effacent peu à peu sous l'effet du bruit ajouté.

Il n'est pas nécessaire de calculer toutes les étapes. On peut obtenir directement x_t à partir de x_0 :

$$x_t = \sqrt{\bar{\alpha}_t} x_0 + \sqrt{1 - \bar{\alpha}_t}\, \varepsilon, \qquad \varepsilon \sim \mathcal{N}(0, I) \tag{1}$$

Le terme ε est un bruit gaussien de même taille que l'image et le coefficient $\bar{\alpha}_t$ décroît de 1 vers 0. L'équation contient donc deux parties :

- $\sqrt{\bar{\alpha}_t}x_0$ qui est la part de signal encore conservée ;
- $\sqrt{1-\bar{\alpha}_t}\,\varepsilon$ qui est la part de bruit introduite.

Les racines carrées s'appliquent aux amplitudes. Les coefficients $\bar{\alpha}_t$ et $1-\bar{\alpha}_t$ donnent alors les parts de puissance. Le rapport signal sur bruit vaut :

$$RSB(t) = \frac{\bar{\alpha}_t}{1-\bar{\alpha}_t} \tag{2}$$

Au début du processus, $\bar{\alpha}_t$ est proche de 1 et l'image reste visible, tandis qu'à la fin, $\bar{\alpha}_t$ tend vers 0 et le bruit domine entièrement l'image. La suite des valeurs de $\bar{\alpha}_t$ forme ce que l'on appelle le *planning de bruitage*. Celui-ci est fixé avant l'apprentissage, car il ne dépend pas des données : il suffit de définir à l'avance la quantité de bruit à ajouter à chaque étape, le réseau n'a donc pas à l'apprendre.

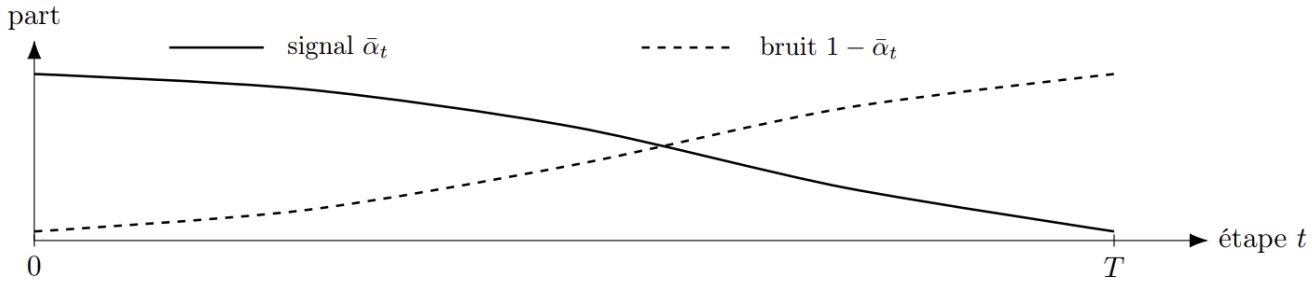


Figure 3 : Lecture qualitative du planning de bruitage : la part de signal décroît tandis que la part de bruit augmente. Les formes exactes dépendent du planning choisi.

1.3 - Le processus inverse et l'apprentissage

Le réseau de neurones est noté ε_θ. Il s'agit d'une fonction comportant un grand nombre de paramètres, notés θ, dont les valeurs sont modifiées pendant l'apprentissage. Il reçoit deux informations : l'image bruitée x_t et l'étape t. Son but est d'estimer le bruit présent dans x_t. Cette estimation permet ainsi de calculer une image un peu moins bruitée.

L'apprentissage suit quatre étapes simples :

1. On choisit une image x_0.
2. On choisit une étape t et un bruit ε.
3. On calcule l'image bruitée x_t.
4. Le réseau prédit le bruit. On compare alors sa réponse au bruit réel ε.

La fonction de coût est une erreur quadratique moyenne entre le bruit réel et le bruit prédit :

$$\mathcal{L}(\theta) = \mathbb{E}[\|\varepsilon - \varepsilon_\theta(x_t, t)\|^2] \tag{3}$$

Le bruit ε est connu, car le programme vient de le générer, il sert de réponse attendue pendant l'apprentissage. La norme mesure l'erreur sur tous les pixels et l'espérance représente la moyenne sur les images, les étapes et les bruits. L'apprentissage règle les paramètres θ pour réduire cette erreur.

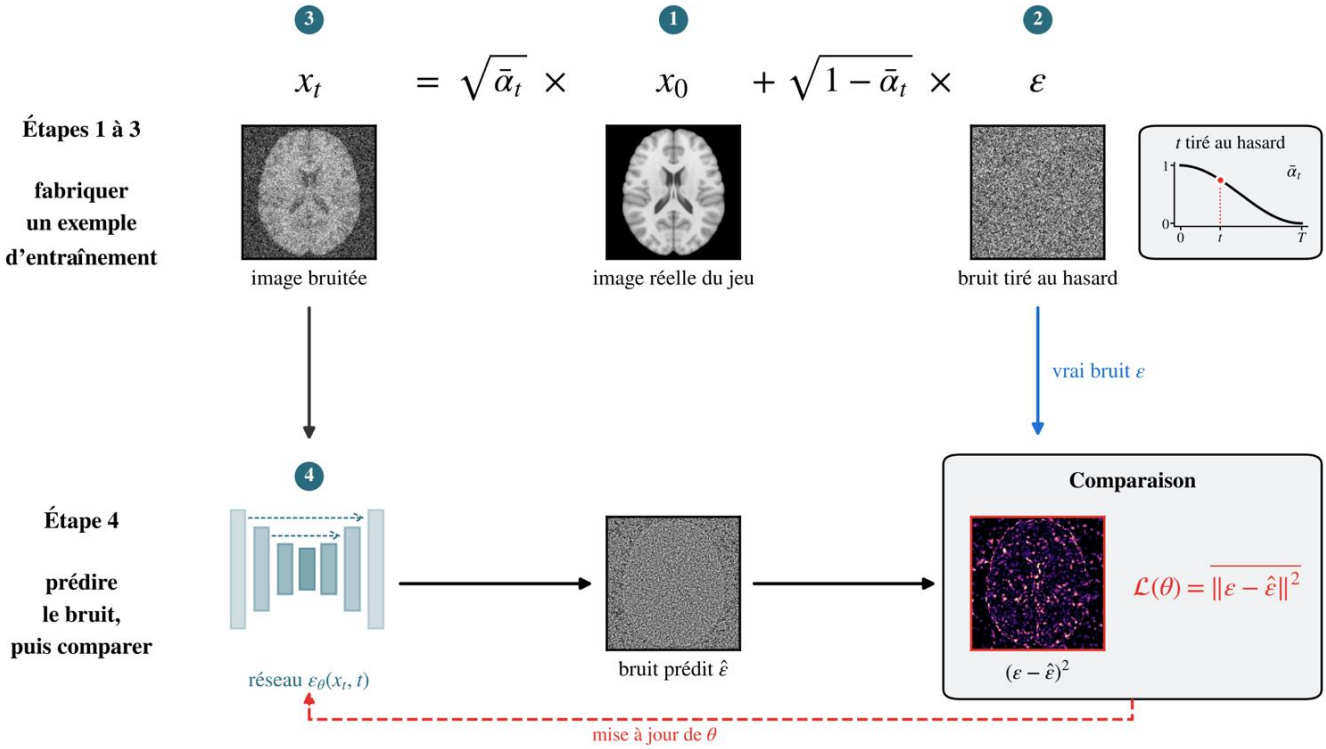


Figure 4 : Schéma des étapes de l'apprentissage.

Cet apprentissage est un problème de régression, il ne met pas deux réseaux en concurrence, comme dans un GAN (Generative Adversarial Network). Il est donc souvent plus stable.

Le réseau est le plus souvent un U-Net, conçu à l'origine pour la segmentation d'images médicales, c'est-à-dire pour isoler un organe ou une lésion. Ce type de réseau est composé de deux branches, une branche descendante et une branche montante. La branche descendante analyse l'image à plusieurs échelles et la branche montante retrouve progressivement la résolution initiale, des connexions directes entre les deux permettent de conserver les détails fins. Le réseau reçoit aussi l'étape t en entrée, ce qui lui permet d'adapter son traitement au niveau de bruit présent dans l'image.

Pour générer une image, ce réseau est appliqué de façon répétée : il transforme x_T en x_{T-1}, puis x_{T-1} en x_{T-2}, et ainsi de suite jusqu'à obtenir x_0. Cette répétition donne de bons résultats mais coûte cher en temps de calcul, c'est pourquoi deux familles de méthodes cherchent à limiter ce coût. Les DDIM (Denoising Diffusion Implicit Models) qui permet de réduire le nombre d'étapes nécessaires, et les modèles de diffusion latente qui travaillent sur une version compressée de l'image.

1.4 - Génération conditionnelle et guidage

Sans information supplémentaire, le contenu de l'image générée est aléatoire : le modèle peut produire un cerveau sain comme un cerveau malade. Pour compléter un jeu de données, on veut au contraire choisir ce que l'on génère, par exemple une lésion rare. On fournit alors au réseau une information supplémentaire c, appelée condition. Le réseau reçoit trois entrées :

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon_\theta(x_t, t, c) \qquad (4)$$

La condition peut être une classe (« sain », « lésion »), un masque qui indique où placer la lésion, ou une autre image du même patient. Elle ne fixe pas tous les pixels, elle indique seulement ce que l'image doit respecter. Par exemple, la condition « lésion dans le lobe frontal » autorise encore

plusieurs formes et plusieurs anatomies. À partir du même bruit de départ, chaque condition conduit ainsi à une image différente (figure 5).

En pratique, on règle aussi la force avec laquelle la condition est imposée, à l'aide d'un paramètre appelé force du guidage [6]. Une force trop faible respecte mal la condition. Une force trop grande impose bien la condition, mais réduit la diversité des images et peut créer des défauts. Il faut donc trouver un compromis. Nous retrouverons ce type de réglage dans la seconde application, la reconstruction d'images.

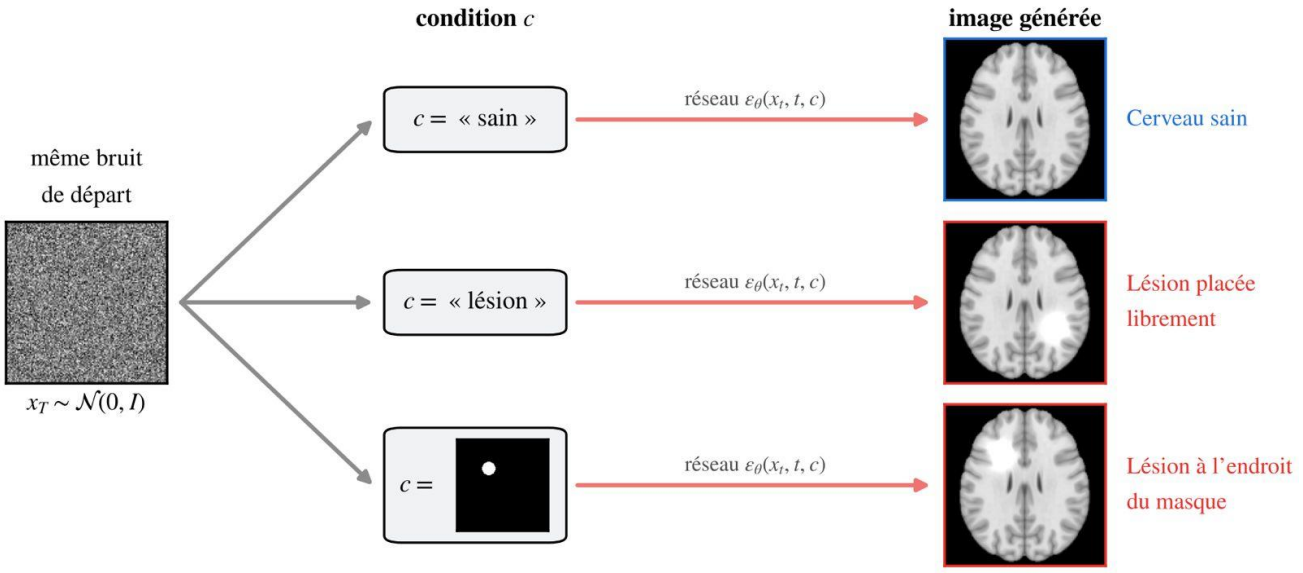


Figure 5 : À partir du même bruit de départ, la condition c oriente la génération. Images illustratives : la lésion est simulée.

1.5 - Ce que le modèle apprend : le score

Jusqu'ici, nous avons présenté le réseau comme une fonction qui prédit le bruit présent dans une image. La même information peut être interprétée autrement.

Ainsi, le score donne une autre lecture du modèle. Il s'écrit :

$$s_\theta(x_t, t) \simeq \nabla_{x_t} \log p_t(x_t). \tag{5}$$

Ce gradient indique dans quel sens modifier les pixels. La modification rend l'image plus probable selon le modèle. Pour un bruit gaussien, le score est directement lié au bruit prédit :

$$s_\theta(x_t, t) = -\frac{\varepsilon_\theta(x_t, t)}{\sqrt{1 - \bar{\alpha}_t}}. \tag{6}$$

Le score pousse donc l'image vers une forme plausible. Lors d'une reconstruction, un autre terme la pousse vers la mesure du patient.

À retenir avant les applications

Le modèle de diffusion apprend progressivement à transformer une image bruitée en une image cohérente et réaliste. Lors de cette génération, une condition, comme une description textuelle ou une image de référence, peut guider le modèle. Elle influence ainsi la manière dont l'image est reconstruite et permet de mieux contrôler le contenu de l'image finale.

1.6 - Approche voisine : les normalizing flows

Les modèles de diffusion ne sont pas la seule façon de transformer un bruit simple en une image complexe. Une autre famille de modèles, les normalizing flows, permet également de générer de nouvelles images.

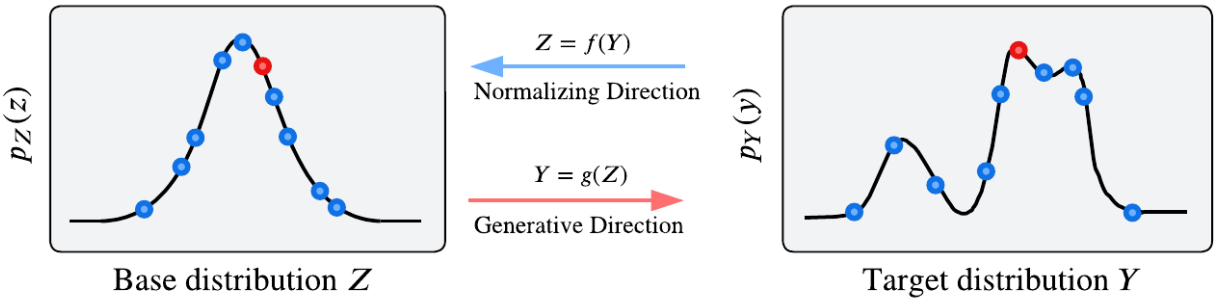


Figure 6 : Principe d'un normalizing flow : une transformation inversible g relie une distribution simple Z à la distribution complexe des images Y.

Au lieu d'ajouter du bruit étape par étape, un normalizing flow apprend une seule fonction g, inversible, qui transforme directement une variable simple z (par exemple gaussienne) en une image y :

$$y = g(z).$$

Pour générer une nouvelle image, il suffit de tirer un z au hasard (le point rouge sur le schéma de la Figure 6) et de calculer $y = g(z)$. Une seule opération, sans les nombreuses étapes de débruitage utilisées en diffusion.

La difficulté est que g doit aussi permettre de calculer la probabilité d'une image réelle y, pour pouvoir entraîner le modèle. En notant $f = g^{-1}$, cette probabilité s'écrit :

$$p_Y(y) = p_Z\big(f(y)\big)\,|\det \nabla f(y)|.$$

Le premier terme mesure si $z = f(y)$ est une valeur plausible pour la loi simple p_Z. Le second terme, le déterminant du jacobien, corrige un effet de changement d'échelle. En effet, transformer l'espace peut « étirer » ou « comprimer » les probabilités, un peu comme étirer un segment de longueur 1 en un segment de longueur 2 divise par deux la densité de probabilité par unité de longueur. Ce terme généralise cette idée à une image entière.

L'entraînement consiste à choisir les paramètres de g de façon à rendre $p_Y(y_i)$ la plus grande possible pour chaque image réelle y_i du jeu de données.

Il est important de noter que les modèles de diffusion dominent largement le domaine de la génération d'images, de molécules, de protéines etc… Et ce parce que ces modèles permettent d'obtenir des résultats de haute qualité avec une bonne variation. Les normalizing flows classiques, comme ceux présentés plus haut, restent moins utilisés à grande échelle, leur principal problème étant la génération d'images complexes.

Une évolution récente change cependant la donne : le *flow matching*. Cette méthode reprend l'idée d'une transformation continue déjà présente dans les normalizing flows, mais l'entraîne d'une façon proche de celle des modèles de diffusion, sans passer par un bruitage étape par étape. Le résultat est une génération nettement plus rapide que la diffusion classique, pour une qualité comparable. Cette approche commence à être utilisée dans des systèmes de génération d'images, de conception de molécules, en complément ou en remplacement de la diffusion traditionnelle.

Pratique sur des images médicales

Sur des images médicales comme les mammographies, la diffusion a tendance à mieux restituer la texture des tissus, au prix d'un temps de génération plus long. Les normalizing flows restent une alternative intéressante lorsque la rapidité de génération est prioritaire.

2 - Application 1 : augmenter un jeu de données médicales

2.1 - Pourquoi l'augmentation classique ne suffit pas toujours

Face au manque de données évoqué en introduction, la première solution qui vient à l'esprit consiste à multiplier artificiellement les images existantes. C'est le principe de l'augmentation classique, une image du jeu de données est tournée, recadrée, ou voit son contraste légèrement modifié, afin de produire une variante qui viendra enrichir l'entraînement. Ces transformations ont l'avantage d'être simples à mettre en œuvre et très rapides à calculer. Elles présentent toutefois une limite fondamentale : elles ne font que modifier la présentation d'une image déjà existante, sans jamais en créer une nouvelle. Une lésion que l'on fait pivoter reste, anatomiquement, exactement la même lésion. Le jeu de données s'agrandit donc en apparence, mais la diversité réelle des cas qu'il représente reste très limitée.

C'est précisément là qu'un modèle génératif apporte quelque chose. Plutôt que de transformer une image existante, il apprend les caractéristiques générales d'un ensemble d'images pour en produire de nouvelles, qui n'ont pas d'équivalent direct dans le jeu d'entraînement. Il devient alors possible de générer une anatomie différente, ou une lésion présentant une forme ou une localisation inédite. Cette capacité ne rend pas pour autant l'augmentation classique obsolète : les deux approches poursuivent des objectifs différents et se complètent naturellement, la première apportant du volume à moindre coût, la seconde une véritable diversité de contenu.

L'augmentation de données par diffusion suit un enchaînement de plusieurs étapes. Le modèle est d'abord entraîné à partir des images réelles. Une fois cet apprentissage terminé, il est utilisé pour produire de nouvelles images synthétiques. Ces images ne sont pas directement intégrées au jeu de données. En effet, elles passent d'abord par un contrôle qualité, destiné à écarter les doublons ainsi que les cas incohérents. Les images jugées satisfaisantes viennent alors enrichir le jeu de données initial. Ce jeu enrichi peut enfin être utilisé pour entraîner ou améliorer un modèle sur une tâche médicale donnée, par exemple classification ou détection d'anomalies.

2.2 - Choisir la condition

La condition doit correspondre au besoin médical et dépend des annotations disponibles.

- Une classe (« malin », « bénin », …) peut représenter une maladie. Elle contrôle peu la forme et la position de la lésion.
- Un masque fixe la forme et la position d'une région. Il fournit aussi une annotation pour la future image.
- Une autre modalité peut servir d'entrée. Par exemple, une séquence IRM peut guider la création d'une autre séquence.
- Des métadonnées peuvent préciser l'âge ou le protocole d'acquisition. Elles peuvent aussi introduire des biais.

Garder les proportions du jeu de données

Lorsqu'une image est découpée en patchs, la proportion de patchs contenant une lésion doit rester proche de la proportion de surface occupée par cette lésion dans l'image complète :

$$p_{\text{lésion}} \approx \frac{A_{\text{lésion}}}{A_{\text{image}}}$$

Si cette proportion n'est pas respectée, le modèle peut apprendre à générer presque uniquement des images sans lésion, ce qui est irréaliste dans un contexte de dépistage.

Le jeu d'entraînement reste essentiel. Le modèle ne peut pas apprendre ce qu'il ne voit pas. Une population absente du jeu restera absente des images générées.

2.3 - Entraînement et production des images synthétiques

Les images doivent avoir une orientation, une résolution et une échelle d'intensité cohérentes. Un recalage peut aussi être nécessaire. Ces traitements ne doivent pas supprimer une information clinique.

Un exemple concret illustre ce compromis. Sur des mammographies découpées en patchs, un patch dont la taille est trop faible par rapport à celle d'une lésion risque de ne contenir qu'une quantité limitée d'informations pertinentes. Le réseau ne verra alors que des zones de tissu presque uniformes, ce qui augmentera le risque d'apprendre à reproduire une intensité de gris moyenne plutôt qu'une texture réaliste. Le choix de la taille des patchs constitue donc un paramètre important, puisqu'il conditionne la quantité de contexte disponible et permet au modèle d'apprendre des structures médicales plausibles.

Le partage des données est effectué au niveau du patient. En effet, les images provenant d'un même patient sont systématiquement conservées dans le même ensemble de données. Cela permet d'éviter qu'un patient soit représenté à la fois dans les données d'apprentissage et dans celles de test, ce qui pourrait entraîner une fuite de données, notamment lorsque plusieurs coupes très proches sont disponibles.

Une fois le modèle entraîné, plusieurs images sont générées afin d'augmenter la représentation des classes les plus rares. La force du guidage influence le respect des conditions imposées lors de la génération, tandis que le nombre d'étapes de diffusion influe principalement sur le temps de calcul et la qualité des images produites.

Les images générées doivent ensuite faire l'objet d'un contrôle qualité. Les doublons ainsi que les images présentant des incohérences sont éliminés. Enfin, un échantillon représentatif des images générées doit être examiné par un expert médical afin d'évaluer leur plausibilité et leur cohérence avec les données cliniques attendues.

2.4 - Comment évaluer l'utilité des images générées

Une image réaliste n'est pas toujours utile. Il faut donc vérifier plusieurs points.

Question	Évaluation possible	Limite à garder en tête
Réalisme	Lecture en aveugle, recherche d'artefacts, distributions d'intensité	Un aspect réaliste ne garantit pas la justesse clinique
Fidélité à la condition	Classifieur externe, recouvrement avec un masque, lecture experte	Un outil automatique peut partager les biais du générateur

Question	Évaluation possible	Limite à garder en tête
Diversité	Distances entre échantillons, couverture des sous-groupes, détection de doublons	Une forte dispersion peut aussi provenir d'artefacts
Non-mémorisation	Recherche des plus proches voisins dans le jeu d'entraînement	Une distance globale peut manquer une copie locale
Utilité	Performance du modèle aval sur un test composé uniquement de données réelles	C'est le critère décisif mais il dépend de la tâche choisie

Table 1 : Une évaluation multidimensionnelle des données synthétiques.

Pour ce qui est du réalisme il est aussi possible de soumettre les images à un test visuel : un radiologue doit deviner, pour chaque image, si elle est réelle ou générée. Un taux de réussite proche de 50 % indique que les images sont difficiles à distinguer. Ce type de vérification bien que le plus fiable est aussi le plus long à organiser.

La distance de Fréchet (FID) est souvent utilisée puisqu'elle permet de comparer la distribution des images générées à celle des images réelles dans un espace de caractéristiques appris. Une valeur faible indique une bonne ressemblance globale, mais une valeur proche de zéro peut aussi signaler un manque de diversité. On peut aussi vérifier que toutes les catégories de patients (âge, sexe, type d'appareil) sont bien représentées parmi les images générées, et pas seulement les cas les plus fréquents du jeu d'entraînement.

Enfin, il est possible d'entraîner la même architecture de réseau avec plusieurs jeux de données : données réelles seules, augmentation classique, puis ajout d'images synthétiques. Le jeu de test reste réel et indépendant. On compare ensuite la sensibilité, la spécificité et les résultats pour chaque sous-groupe.

Exemple de protocole pour une classe rare

Un jeu contient 2 000 examens sans anomalie et 150 examens avec une lésion rare. Le modèle crée de nouveaux cas de cette lésion. On entraîne alors trois classifieurs : (A) avec les données réelles ; (B) avec une augmentation classique ; (C) avec les données réelles et synthétiques. On peut alors comparer les trois classifieurs sur un même jeu de données test afin de juger la qualité des images générées.

2.5 - Questions de confidentialité

Une image synthétique ne correspond pas directement à un examen médical réel et peut ainsi faciliter le partage des données. Toutefois, sa génération ne garantit pas nécessairement l'anonymat des patients. En effet, un modèle surappris peut être susceptible de reproduire, de manière partielle ou quasi identique, certaines images présentes dans les données d'entraînement. Il est donc nécessaire de rechercher d'éventuelles copies ou similarités excessives et d'évaluer le risque d'identification des patients. Enfin, la traçabilité et la provenance des données utilisées pour entraîner le modèle doivent être maintenues.

3 - Application 2 : Reconstruire une image à partir de mesures

Dans la première application, le modèle crée des images qui ne correspondent à aucun patient. Ici, la situation est différente. L'image recherchée est celle d'un patient réel, et l'appareil en a fourni

une mesure incomplète ou dégradée. Le modèle de diffusion ne sert plus à inventer une image, mais à compléter l'information qui manque dans la mesure, sans jamais la contredire.

3.1 - Du dispositif d'acquisition au problème inverse

Un dispositif d'imagerie ne mesure pas nécessairement l'image directement. Il mesure un signal physique dépendant des propriétés de l'objet observé. Ce processus peut être décrit à l'aide d'un modèle physique, qui s'écrit :

$$y = Ax_0 + b \tag{7}$$

Dans cette équation, x_0 est l'image recherchée, y est la mesure disponible, A représente l'appareil et b représente le bruit de mesure.

En IRM, y contient les coefficients de Fourier mesurés. En tomographie, il correspond aux projections acquises, tandis que, dans le cas d'un problème de défloutage, A représente l'opérateur de flou.

La mesure y étant connue, l'objectif est de retrouver l'image originale x_0. Il s'agit d'un problème inverse. Sa résolution n'est pas nécessairement unique : plusieurs images peuvent être compatibles avec une même mesure, ou avec des mesures très proches. Il est donc nécessaire d'introduire des informations supplémentaires sur les images recherchées. Ces informations sont appelées a priori (ou *prior*).

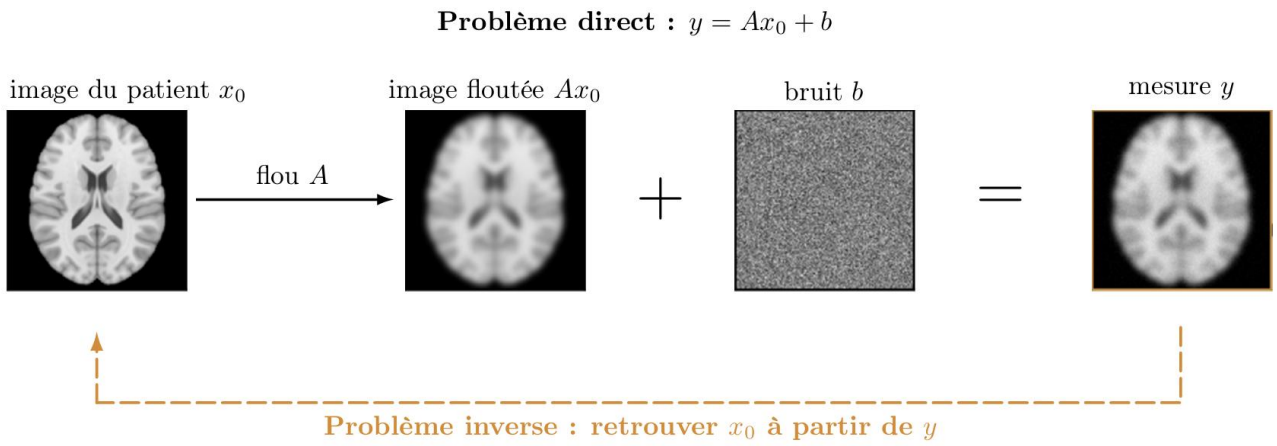


Figure 7 : Le problème direct va de l'image vers la mesure : l'appareil floute l'image, puis le bruit s'ajoute. La reconstruction suit le chemin inverse, beaucoup plus difficile.

Une reconstruction classique minimise par exemple :

$$\hat{x} = \arg\min_x \underbrace{\|y - Ax\|^2}_{\text{fidélité aux mesures}} + \underbrace{\lambda R(x)}_{\text{régularisation}} \tag{8}$$

Le premier terme mesure l'accord avec les données (l'image dégradée), il doit être faible lorsque l'image explique bien la mesure. Le second terme impose une propriété choisie (un prior), il peut, par exemple, favoriser une image lisse. Enfin, le coefficient λ règle l'équilibre entre les deux termes.

Un modèle de diffusion apporte un prior appris de meilleure qualité. Il remplace alors une partie des règles choisies à la main.

3.2 - Lecture bayésienne : combiner mesure et connaissance a priori

La règle de Bayes exprime la même idée :

$$p(x \mid y) = \frac{p(y \mid x)\, p(x)}{p(y)} \propto p(y \mid x)\, p(x) \tag{9}$$

Le terme $p(x)$ représente la plausibilité de l'image x. Le terme $p(y \mid x)$, appelé vraisemblance, indique dans quelle mesure l'image x est compatible avec la mesure observée y. Enfin, $p(x \mid y)$ combine ces deux informations.

Pour un bruit gaussien de variance σ_b^2, la vraisemblance s'écrit :

$$p(y \mid x) \propto \exp\left(-\frac{\|y - Ax\|^2}{2\sigma_b^2}\right) \tag{10}$$

Une image qui explique mal la mesure observée a une faible vraisemblance. En effet, lorsque le niveau de bruit est élevé, plusieurs images peuvent être compatibles avec les données mesurées. À l'inverse, lorsque la mesure est plus précise, elle contraint davantage la reconstruction et réduit l'éventail des solutions possibles.

Deux forces pendant la reconstruction.

Le modèle de diffusion rend l'image plausible et la vraisemblance permet d'imposer la mesure du patient. C'est pourquoi les deux termes sont indispensables. Le prior, utilisé seul, peut conduire à une image visuellement réaliste, mais qui peut porter de fausses informations. À l'inverse, les mesures seules peuvent être insuffisantes pour reconstruire une image de bonne qualité.

Toute la difficulté consiste à trouver un équilibre entre ces deux termes. On peut assimiler ce compromis à un curseur permettant d'ajuster l'importance accordée aux connaissances acquises par le modèle sur les images (le *prior*), par rapport aux informations réellement fournies par les mesures du patient. Dans les méthodes de reconstruction classiques, le coefficient λ de l'équation (8) joue ce rôle. La figure 8 illustre l'influence de ce paramètre sur le résultat du défloutage présenté dans la figure 7.

Si l'on se fie trop à ce que l'appareil a mesuré, le modèle n'aide presque pas. La reconstruction cherche alors à expliquer chaque détail de la mesure, y compris son bruit. Ce bruit est fortement amplifié et l'image devient inutilisable : le problème n'est pas résolu.

Si l'on se fie trop à ce que le modèle a appris, l'image devient nette et propre. Mais elle ressemble davantage aux images vues pendant l'apprentissage qu'au patient. Le modèle invente des détails que la mesure ne contient pas : c'est l'hallucination évoquée en introduction. Sur la figure 8, les sillons de l'image reconstruite sont ceux d'un autre cerveau.

Entre ces deux extrêmes, un réglage donne l'image la plus fidèle au patient. Ce réglage n'est pas universel : il dépend de l'appareil, du niveau de bruit et de l'image elle-même.

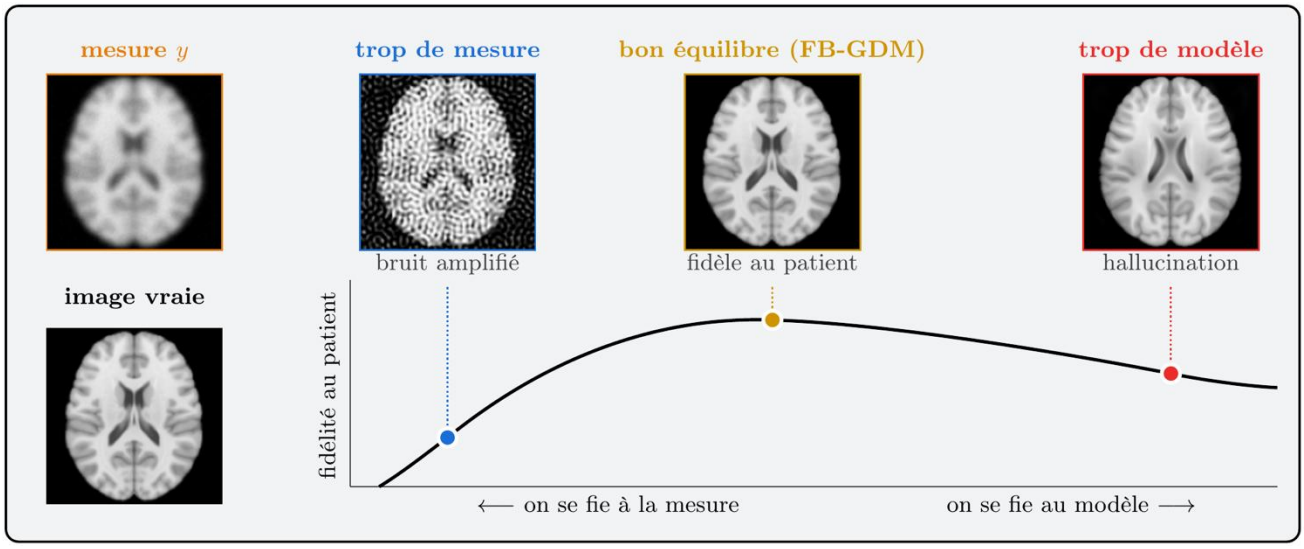


Figure 8 : Le compromis entre mesure et prior sur l'exemple de la figure 7.

3.3 - Guidage par les mesures

Revenons au processus inverse de la partie 1. Lors de la génération, chaque pas utilise le score $\nabla_{x_t} \log p_t(x_t)$ de la section 1.5. Ce score pousse l'image vers ce que le modèle a appris, c'est-à-dire vers une image plausible. Pour reconstruire, on veut davantage : une image plausible, mais aussi compatible avec la mesure y du patient. On remplace donc ce score par le score conditionnel $\nabla_{x_t} \log p_t(x_t \mid y)$, qui tient compte de la mesure. La règle de Bayes (9), appliquée à x_t, le sépare en deux termes :

$$\nabla_{x_t} \log p_t(x_t \mid y) = \underbrace{\nabla_{x_t} \log p_t(x_t)}_{\text{score à priori}} + \underbrace{\nabla_{x_t} \log p_t(y \mid x_t)}_{\text{terme de mesure}} \tag{11}$$

Le terme $p(y)$ de la règle de Bayes disparaît, car il ne dépend pas de x_t. Le premier terme est le score de la section 1.5 : il est fourni par le réseau grâce à l'équation (6). Il permet de « pousser » l'image vers ce que le modèle a appris. Le second terme « pousse » l'image vers ce que l'appareil a mesuré. On retrouve le même principe que celui des deux termes de la section 3.2.

Le processus inverse reste celui de la génération, seul le score change. En effet, à chaque pas, l'image est à la fois rendue plausible et rapprochée de la mesure. On dit que la mesure guide la diffusion (figure 1).

La mesure y dépend de l'image finale x_0, et non de l'image bruitée x_t. Pour l'évaluer, le réseau prédit d'abord à quoi ressemblera l'image finale. On simule la mesure que donnerait cette image, puis on la compare à y. L'écart indique dans quel sens corriger l'image.

Ce calcul n'est qu'approché. En pratique, on pondère donc le terme de mesure par un coefficient η_t :

$$\nabla_{x_t} \log p_t(x_t \mid y) \approx \nabla_{x_t} \log p_t(x_t) + \eta_t \nabla_{x_t} \log p_t(y \mid x_t) \tag{12}$$

Le compromis de la section 3.2 apparaît ici directement. Si η_t est trop petit, ce que le modèle a appris l'emporte : l'image est plausible, mais elle peut contenir des hallucinations. Si η_t est trop grand, ce que l'appareil a mesuré l'emporte : le bruit de la mesure est amplifié. Le coefficient η_t est donc le curseur de la figure 8.

Deux méthodes de référence reposent sur ce principe : DPS (Diffusion Posterior Sampling) [9] et ΠGDM (Pseudoinverse-Guided Diffusion Models) [10]. Ces méthodes donnent de très bons résultats, mais elles nécessitent toutes deux un réglage manuel de certains paramètres. Avant la reconstruction, l'utilisateur doit définir le poids accordé aux mesures ainsi que, dans certain cas, d'autres paramètres. De plus, ΠGDM requiert une estimation du niveau de bruit associé aux mesures de l'appareil.

Comment choisir ces réglages ? En pratique, on essaie plusieurs valeurs et on garde celle qui donne l'image la plus proche de l'image réelle. Cette démarche fonctionne en laboratoire, sur des images simulées. Elle ne fonctionne pas à l'hôpital, car l'image réelle du patient est justement ce que l'on cherche. De plus, le bon réglage change avec l'appareil, le protocole et le niveau de bruit. Un réglage choisi pour un examen peut donner une image bruitée, ou une hallucination, sur l'examen suivant.

La méthode FB-GDM (Fully-Bayesian Guided Diffusion Models) [11] supprime ce réglage manuel. Développée par Gatien Séguy, l'un des auteurs du présent article, en collaboration avec Thomas Rodet, enseignant chercheur au laboratoire SATIE et DER SIEN de l'ENS Paris-Saclay, elle règle elle-même le bouton, à chaque pas, à partir de la mesure seule. L'idée est simple. À chaque pas, deux sources d'information sont disponibles : ce que le réseau prédit et ce que l'appareil a mesuré. FB-GDM estime la fiabilité de chacune, puis les combine en conséquence. On ferait de même avec deux thermomètres de qualité différente : on accorde plus de poids au plus précis. Sur la figure 8, le réglage trouvé de cette façon tombe au sommet de la courbe, sans utiliser l'image vraie.

FB-GDM est donc une méthode pratique. L'utilisateur fournit seulement la mesure et le modèle de l'appareil : il n'a aucun hyperparamètre à régler et n'a pas besoin de connaître le niveau de bruit. Sur des problèmes de défloutage et d'agrandissement d'images, FB-GDM atteint la qualité de ΠGDM réglé à l'aide de l'image vraie [11]. Il reste fiable quand l'appareil ou le niveau de bruit change, et il limite les hallucinations lorsque l'image diffère des images d'apprentissage. Ces propriétés le rendent bien adapté à l'imagerie médicale, où l'image vraie n'est jamais disponible et où les conditions d'examen varient.

DPS, ΠGDM et FB-GDM en une phrase

Avec DPS et ΠGDM, le dosage entre ce que le modèle a appris et ce que l'appareil a mesuré se règle à la main, souvent à l'aide d'images de référence. Avec FB-GDM, ce dosage est estimé à chaque pas à partir de la mesure seule : aucun réglage n'est nécessaire.

Le prior et l'acquisition sont séparés. Le même modèle de diffusion peut donc servir avec plusieurs appareils ou plusieurs niveaux de bruit. Deux conditions restent nécessaires : les images doivent ressembler au jeu d'entraînement ; l'opérateur A doit aussi représenter correctement l'appareil. Cette approche a été étudiée en IRM et en tomographie [8].

3.4 - Exemples en imagerie médicale

IRM accélérée. L'IRM mesure des coefficients de Fourier dans l'espace k. Mesurer moins de coefficients réduit la durée de l'examen. Mais l'image obtenue directement contient des défauts. Le guidage conserve les coefficients mesurés. Le prior complète les zones manquantes.

Tomographie à faible dose ou à peu de projections. Une dose plus faible ou un plus petit nombre d'angles réduit l'exposition. Mais l'image contient plus de bruit et de stries. L'opérateur A représente les projections. Le prior complète l'information manquante. Il peut cependant ajouter ou effacer une structure si la mesure est trop pauvre.

Défloutage et dispositifs à coût réduit. Une optique imparfaite ou un mouvement crée du flou. Un noyau peut modéliser ce flou. La reconstruction utilise ce noyau et le prior. Si le noyau est faux, le résultat peut sembler net sans être fidèle.

3.5 - Différence : qualité visuelle et fidélité diagnostique

Un modèle génératif peut produire des images particulièrement réalistes, mais cette capacité présente également des risques. Lorsque les mesures disponibles sont insuffisantes, le modèle peut générer des structures qui ne correspondent pas à la réalité anatomique. Ce phénomène est particulièrement préoccupant en imagerie médicale, car il peut conduire à l'apparition de structures inexistantes ou à la modification de détails cliniquement importants.

La validation doit donc inclure :

- La fidélité dans le domaine des mesures, par exemple l'erreur sur les coefficients IRM acquis ;
- Des métriques d'image telles que PSNR ou SSIM lorsqu'une référence est disponible ;
- Des métriques adaptées à la tâche clinique, comme la détectabilité d'une lésion ;
- Une lecture experte en aveugle ;
- Des tests hors distribution : autre appareil, autre centre, autre protocole ou pathologie rare.

Le PSNR mesure une erreur entre les pixels, il ne mesure pas directement la valeur diagnostique. Une belle image peut encore contenir une erreur locale importante.

Exemple de problème pour la qualité d'images

Prenons l'exemple d'images cérébrales. D'un patient à l'autre, la forme précise des sillons varie beaucoup, mais leur organisation générale reste la même : certaines structures sont toujours situées au même endroit. Un modèle génératif peut très bien apprendre les textures locales du cerveau sans apprendre correctement ces relations spatiales globales. Il peut alors produire une image qui semble réaliste au premier regard, mais qui décrit une anatomie qui n'existe pas. Ce risque rejoint celui de l'hallucination déjà évoqué pour la reconstruction : il concerne aussi la génération pure de nouvelles images.

3.6 - Représentation de l'incertitude

Le processus inverse est aléatoire. On peut donc produire plusieurs reconstructions pour la même mesure. Si elles se ressemblent dans une zone, le résultat est stable. Si elles diffèrent, cette zone reste incertaine.

À partir de K reconstructions $x^{(1)}, \dots, x^{(K)}$, on peut calculer une moyenne et une carte de variance empirique :

$$\bar{x} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} x^{(k)}, \qquad v = \frac{1}{K-1}\sum_{k=1}^{K}\left(x^{(k)} - \bar{x}\right)^2. \tag{13}$$

La variance montre les zones qui changent entre les reconstructions. Elle ne donne pas toujours une probabilité exacte d'erreur. Elle aide cependant à repérer les zones sensibles.

4 - Mise en œuvre : de la démonstration au système fiable

4.1 - Architecture et ressources de calcul

Le U-Net reçoit l'image bruitée et l'étape t. Il traite l'image à plusieurs résolutions, ce qui lui permet d'observer la forme générale et les détails. Des blocs d'attention peuvent aussi intégrer une condition.

Un réseau 3D utilise plusieurs coupes en même temps, il permet de mieux décrire le volume, mais nécessite plus de mémoire. Un réseau 2D, lui, est plus léger. Il existe aussi des approches intermédiaires qui utilisent un nombre faible de coupes ou des petits volumes.

L'entraînement des modèles de diffusion nécessite des ressources de calcul importantes et la génération est lente, car elle est effectuée par étapes de débruitage. Certaines méthodes permettent toutefois de réduire ce coût. DDIM diminue le nombre d'étapes nécessaires à la génération, tandis que la diffusion latente effectue le processus dans un espace de représentation compressé plutôt que directement dans l'espace des pixels. Pour donner un ordre de grandeur, générer un patch médical de 64×64 pixels avec ce type de modèle est en pratique impossible sur un simple processeur (CPU) : le calcul prendrait plusieurs mois. La même opération ne prend que quelques secondes sur une carte graphique (GPU) dédiée au calcul. Cet écart explique pourquoi l'accès à une infrastructure de calcul adaptée est une contrainte réelle pour déployer ces méthodes en milieu hospitalier.

4.2 - Protocole expérimental reproductible

Une étude devrait préciser au minimum :

1. L'origine des données, les critères d'inclusion et la répartition par patient ;
2. Les prétraitements, normalisations et résolutions ;
3. L'architecture, le nombre de paramètres et le planning de bruitage ;
4. Le nombre d'étapes d'entraînement, l'optimiseur et les ressources de calcul ;
5. Les méthodes de comparaison et le protocole statistique ;
6. Le temps de calcul et la consommation mémoire à l'inférence ;
7. Les échecs observés, et pas seulement les meilleures images.

Pour une reconstruction, il faut aussi décrire l'opérateur A et le bruit. Leurs paramètres doivent être connus ou estimés. Une méthode peut réussir sur des simulations et échouer sur un appareil réel, c'est pourquoi la simulation doit représenter le système avec assez de précision.

4.3 - Points de vigilance

Risque	Cause possible	Correction possible
Mémorisation	Jeu réduit, surapprentissage	Plus proches voisins, audit de confidentialité, validation externe
Biais de population	Données d'un seul centre ou sous-groupe	Analyse stratifiée, données multicentriques, documentation
Hallucination	Mesure peu informative, guidage trop faible	Contrôle dans le domaine des mesures, cartes d'incertitude

Risque	Cause possible	Correction possible
Artefacts ou instabilité	Planning, solveur ou guidage mal réglés	Études d'ablation, analyse des échecs, tests de sensibilité
Erreur de modèle physique	Opérateur ou bruit mal estimé	Calibration, données réelles, estimation conjointe si nécessaire
Coût de calcul	Grand réseau, nombreuses étapes	Solveur accéléré, compression validée, mesure du temps réel

Table 2 : Principaux risques techniques et pistes de maîtrise

4.4 - Proposition d'activité pédagogique

Ce thème peut faire l'objet d'un travail pratique. Il suffit d'utiliser de petites images, un modèle déjà entraîné et un opérateur simple de flou ou de masquage.

1. Visualiser x_t pour plusieurs valeurs de t et calculer le RSB théorique.
2. Comparer la prédiction du bruit au bruit réellement ajouté.
3. Générer plusieurs images à partir de bruits initiaux différents.
4. Dégrader une image connue selon $y = Ax + b$.
5. Comparer une inversion naïve, une régularisation classique et un guidage par diffusion.
6. Faire varier la force de guidage et relever simultanément l'erreur de mesure et l'erreur à l'image de référence.
7. Produire plusieurs reconstructions et observer la carte de variance.

Ce TP relie le traitement du signal, les probabilités et les réseaux de neurones. Il montre surtout qu'une image réaliste n'est pas toujours fidèle à la mesure.

À titre d'illustration, un tel apprentissage sur de petites images de chiffres manuscrits (résolution 28×28) permet déjà d'obtenir des images reconnaissables après un léger entraînement sur une carte graphique standard, avec toutefois quelques artefacts sur certains échantillons.

5 - Conclusion

Les modèles de diffusion répondent à deux besoins en imagerie médicale. Ils peuvent créer des données pour compléter un jeu d'apprentissage. Ils peuvent aussi servir de prior pour reconstruire une image.

Le principe tient en trois idées. Un processus connu ajoute du bruit aux images. Un réseau apprend ensuite à retirer ce bruit. Enfin, une condition ou une mesure peut guider le processus inverse.

La diffusion n'est cependant pas la seule approche pour transformer un bruit simple en une image complexe. Les normalizing flows poursuivent le même objectif par une transformation directement inversible, ce qui permet de calculer une probabilité exacte et de générer une image en une seule étape. Cette méthode reste aujourd'hui moins utilisée que la diffusion sur des images complexes, mais elle a inspiré une évolution récente, le flow matching, qui combine la rapidité des flows et la qualité de la diffusion. Cette proximité entre les deux familles de modèles montre qu'elles répondent, par des chemins différents, à une même question : comment transformer une distribution simple en une distribution aussi complexe qu'un jeu d'images médicales.

La validation reste essentielle, quelle que soit la méthode choisie. Une image synthétique doit améliorer une tâche testée sur des données réelles. Une reconstruction doit respecter les mesures du patient. Elle doit aussi conserver l'information utile au diagnostic.

Les progrès à venir ne concernent donc pas seulement la qualité des images. Ils concernent aussi la vitesse, l'incertitude, la confidentialité et la robustesse face à un nouvel appareil ou un nouveau protocole. Sur ce point, des approches comme le flow matching pourraient réduire le temps de calcul, un enjeu particulièrement important pour un déploiement en milieu hospitalier.

Bibliographie

[1] J. Sohl-Dickstein, E. Weiss, N. Maheswaranathan et S. Ganguli, « Deep Unsupervised Learning using Nonequilibrium Thermodynamics », *Proceedings of ICML, 2015*.

[2] J. Ho, A. Jain et P. Abbeel, « Denoising Diffusion Probabilistic Models », *Advances in Neural Information Processing Systems, 2020*.

[3] Y. Song, J. Sohl-Dickstein, D. P. Kingma, A. Kumar, S. Ermon et B. Poole, « Score-Based Generative Modeling through Stochastic Differential Equations », *International Conference on Learning Representations, 2021*.

[4] A. Q. Nichol et P. Dhariwal, « Improved Denoising Diffusion Probabilistic Models », *Proceedings of ICML, 2021*.

[5] J. Song, C. Meng et S. Ermon, « Denoising Diffusion Implicit Models », *International Conference on Learning Representations, 2021*.

[6] J. Ho et T. Salimans, « Classifier-Free Diffusion Guidance », *NeurIPS Workshop on Deep Generative Models and Downstream Applications, 2021*.

[7] O. Ronneberger, P. Fischer et T. Brox, « U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation », *Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention, 2015*.

[8] Y. Song, L. Shen, L. Xing et S. Ermon, « Solving Inverse Problems in Medical Imaging with Score-Based Generative Models », *International Conference on Learning Representations, 2022*.

[9] H. Chung, J. Kim, M. T. McCann, M. L. Klasky et J. C. Ye, « Diffusion Posterior Sampling for General Noisy Inverse Problems », *International Conference on Learning Representations, 2023*.

[10] J. Song, A. Vahdat, M. Mardani et J. Kautz, « Pseudoinverse-Guided Diffusion Models for Inverse Problems », *International Conference on Learning Representations, 2023*.

[11] G. Séguy et T. Rodet, « FB-GDM: Fully-Bayesian Guided Diffusion Models for High-Dimensional Linear Inverse Problems via Unsupervised Variational Inference », *arXiv:2609.29216, 2026*.

[12] A. Kazerouni et al., « Diffusion Models in Medical Imaging: A Comprehensive Survey », *Medical Image Analysis, vol. 88, 2023*.

[13] D. J. Rezende et S. Mohamed, « Variational Inference with Normalizing Flows », *Proceedings of ICML, 2015*.

[14] L. Dinh, J. Sohl-Dickstein et S. Bengio, « Density Estimation using Real NVP », *International Conference on Learning Representations, 2017*.

[15] G. Papamakarios, E. Nalisnick, D. J. Rezende, S. Mohamed et B. Lakshminarayanan, « Normalizing Flows for Probabilistic Modeling and Inference », *Journal of Machine Learning Research, vol. 22, 2021*.

[16] R. T. Q. Chen, Y. Rubanova, J. Bettencourt et D. Duvenaud, « Neural Ordinary Differential Equations », *Advances in Neural Information Processing Systems, 2018*.

Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay

Échographie clinique ultraportable, fonctionnement et prototype d'une sonde ultrasonore à coût minime

La Revue 3E.I
Culture Sciences de l'Ingénieur

Édité en novembre 2026

école normale supérieure paris-saclay

Matthieu ROUET - Mehdi BENCHOUFI - Jérôme DUBOIS – Vincent LOYAU

Cette ressource est issue du travail personnel de Matthieu Rouet, élève de l'ENS Paris-Saclay, DER SIEN, réalisé dans le cadre du concours de l'agrégation de Sciences de l'Ingénieur en option Ingénierie Informatique, et plus spécifiquement pour l'épreuve de dossier industriel. On remercie ici Mehdi Benchoufi, Jérôme Dubois (echOpen) ainsi que Vincent Loyau (SATIE) pour leur participation.

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ème trimestre 2026.

L'échographie ultraportable dite **"POCUS"** (*Point-Of-Care Ultrasound)* est l'utilisation d'appareils d'échographie portatifs tenus à la main par des cliniciens au chevet du patient, afin de prendre des décisions diagnostiques immédiates et ciblées.

Cet article présente la sonde ultrasonore commercialisée par la start-up française echOpen. Il revient d'abord sur le fonctionnement physique d'une sonde d'échographie et sur les différents choix technologiques possibles, puis illustre la réalisation, avec des moyens minimes, d'une sonde d'échographie portable didactisée.

1 - Introduction

L'échographie clinique est aujourd'hui l'un des outils de diagnostic les plus utilisés : non invasive, indolore, elle permet d'orienter efficacement le traitement d'un patient. L'exemple suivant illustre la nécessité d'un premier diagnostic rapide et précis : une douleur thoracique pourrait résulter soit d'un infarctus, soit d'un pneumothorax (décollement du poumon de son enveloppe) donnant lieu à des prises en charges respectivement par un service de cardiologie ou de pneumologie. Dans les deux cas, chaque minute compte dans la prise en charge. Or l'échographie est classiquement réalisée dans un service de radiologie, ce qui impose de transférer le patient avant de l'orienter vers le bon service.



Figure 1 : Diagnostic avec la sonde echOpen O1, source echopen.com

Les sondes d'échographie ultraportables, telles que la sonde echOpen O1 présentée figure 1, répondent à ce besoin. Il n'est pas nécessaire de transférer le patient vers un service de radiologie car le diagnostic peut être réalisé au chevet du patient par une sonde POCUS. Ces sondes permettent d'observer en temps réel les images sur le smartphone du praticien. L'objectif est d'équiper les véhicules de premiers secours (SAMU, sapeurs-pompiers, etc.) ainsi que les généralistes, dont seulement 5 % disposent d'un échographe en France contre plus de 60 % en Allemagne [1].

La sonde echOpen O1 repose sur des choix techniques permettant d'avoir un prix environ 10 fois moins cher que les échographes haut de gamme utilisés dans les services de radiologie. Cela se traduit nécessairement par une qualité d'image réduite, mais néanmoins adaptée aux applications de premiers secours visées.

On propose dans la suite de cet article d'explorer ces choix techniques permettant à la sonde echOpen O1 d'être abordable sur un marché compétitif. On explique d'abord le principe physique de l'échographie, puis une réalisation pratique d'un prototype de sonde ultrasonore.

2 - Principe d'acquisition de l'échographie clinique

Cette partie aborde le principe physique d'acquisition d'une image ultrasonore, le but étant de comprendre comment est obtenue une image cliniquement exploitable telle que l'échographie de foie de la figure 2.



Figure 2 : Échographie de l'espace de Morison (foie) avec la sonde echOpen O1

Cette acquisition se décompose en trois étapes :

- L'émission et la propagation de signaux ultrasonores dans le corps humain ;
- La conversion des signaux réfléchis en image ;
- Le post-traitement des signaux et de l'image.

2.1 - Physique des ultrasons

L'imagerie ultrasonore repose sur la propagation d'ondes ultrasonores (de l'ordre du MHz) au sein du corps humain. Les différents tissus mous et organes qui le constituent ont chacun leur impédance

acoustique Z avec $Z = \rho c$ où ρ et c sont respectivement la masse volumique et la célérité du son dans ces milieux. Cette propagation permet plusieurs exploitations :

- La mesure de la profondeur par le temps de propagation. On utilise classiquement $c \approx 1\,540$ m/s dans les tissus mous du corps humain. Cela permet notamment d'estimer la taille des organes ou vaisseaux observés avec une précision de ± 2 à 5 mm selon la profondeur et la taille de l'organe ou du vaisseau mesuré [2] ;
- La mesure de la vitesse du sang par effet Doppler [3] ;
- La détection des interfaces grâce à l'intensité des échos : l'onde ultrasonore est partiellement réfléchie à la frontière entre deux milieux d'impédances acoustiques différentes Z_1 et Z_2[1].

Le *A-scan* : Les réflexions partielles sont le point de départ de l'obtention d'images telles que celle de la figure 2, soit encore l'application la plus courante de l'échographie clinique.

Le schéma ci-contre (figure 3) présente le principe des réflexions partielles reçues au niveau de la sonde. Un *pulse p* est généré, puis à chaque changement de tissus, i.e. à chaque interface, un signal réfléchi e_1, e_2 et e_3 est mesuré. Ce signal réfléchi (figure 3, bas) est appelé ***A-scan*** (*Amplitude-scan*). Ce dernier est parfois utilisé comme tel, par exemple en ophtalmologie pour la mesure de l'allongement de l'œil (myopie, par exemple) [4].

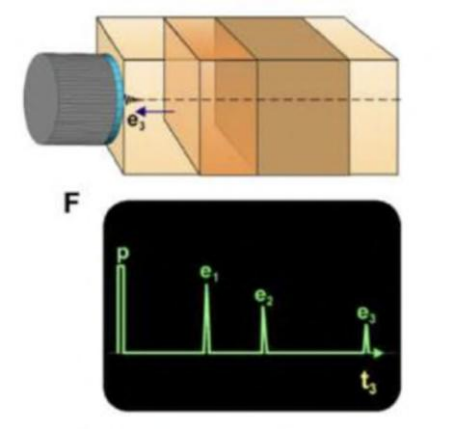


Figure 3 : Illustration du A-scan, sonde et tissus (haut), signal réfléchi (bas)

Remarque : Les premier et dernier points ne sont pas contradictoires. La célérité et la masse volumique varient légèrement d'un tissu mou à l'autre : cela suffit à créer de faibles variations d'impédance, donc des échos à chaque interface, tandis que l'approximation $c \approx 1\,540\,m/s$ reste valable pour mesurer des distances. En revanche, aux interfaces tissus mous/air et tissus mous/os, la réflexion est quasi totale (air) ou importante (os) : l'onde pénètre peu au-delà et l'on ne peut pas explorer plus profondément. C'est pourquoi on applique un gel sur la peau avant une échographie : il chasse l'air entre la sonde et la peau et réalise une adaptation d'impédance.

2.2 - Passage du *A-scan* au *B-scan* : aspect physique

Afin d'obtenir une image ultrasonore telle que celle de la figure 2, dite ***B-scan*** (*Brightness-scan)*, la sonde effectue un balayage de l'organe ou du vaisseau exploré. Ce balayage permet de réaliser une centaine de *A-scans* que l'on agrège numériquement pour former l'image *B-scan*. Cette partie s'intéresse aux méthodes de balayage de la zone d'intérêt, tandis que la partie 2.3 s'intéresse à la reconstruction numérique du *B-scan* à partir des multiples *A-scans*.

Deux types de sondes permettent de réaliser le balayage :

[1] Le coefficient de réflexion R est donné par $R = (Z_2 - Z_1)/(Z_2 + Z_1)$

Les sondes matricielles

Elles comportent une barrette (*array)* de transducteurs piézo-électriques juxtaposés – typiquement 64, 128 ou 192 éléments. Chaque élément peut être excité avec un retard contrôlé par rapport à ses voisins, permettant d'orienter et de focaliser le faisceau par pilotage numérique des déphasages, sans aucune pièce mobile.

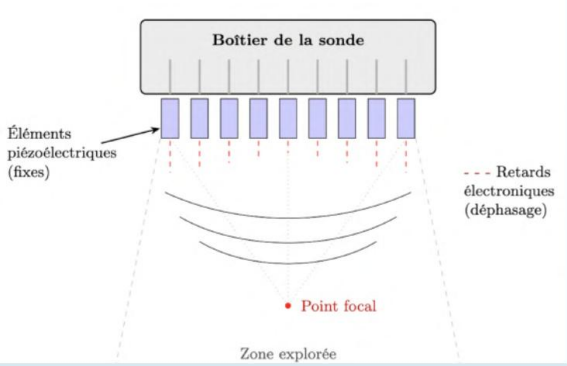


Figure 4 : Sonde matricielle

Avantages / inconvénients :

\+ : cadence d'images élevée, de 30 à 100 images/secondes [5]

\+ : bonne résolution des images [6]

− : prix supérieur à 10 000 €

Les sondes à balayage mécanique

Ces sondes ne comportent qu'un seul transducteur piézo-électrique déplacé angulairement par un petit moteur à l'intérieur du boîtier (solution retenue par echOpen pour la sonde O1).

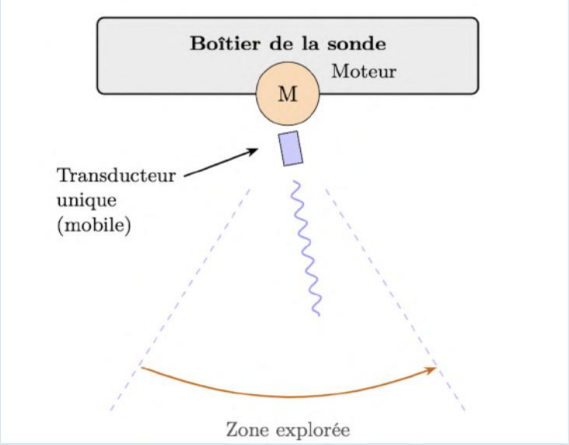


Figure 5 : Sonde à balayage mécanique

Avantages / inconvénients :

\+ : prix inférieur à 2 000 €

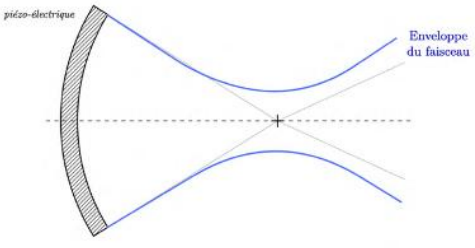
− : cadence limitée par la vitesse de balayage (≈ 10 images/seconde)

− : résolution limitée

Tandis que les échographes des services de radiologie utilisent les sondes matricielles pour leur meilleure résolution, une sonde à balayage mécanique a l'avantage d'avoir une électronique simplifiée, n'embarquant qu'un seul transducteur piézo-électrique. C'est principalement ce choix technique qui permet à echOpen de commercialiser une sonde ultrasonore portable et à coût minime.

Cependant, les sondes à balayage mécanique doivent être capable de focaliser l'onde ultrasonore précisément sur les tissus observés tout comme les sondes matricielles. Puisque ces sondes n'embarquent qu'un unique transducteur piézo-électrique, une lentille concave est ajoutée à l'avant de ce dernier, ce qui focalise directement l'onde.

Cette focalisation est illustrée par la figure 6a ; la figure 6b présente un transducteur de 5 MHz et sa lentille concave.



(a) Focalisation d'un piézo-électrique concave



(b) Transducteur piézo-électrique de 5 MHz et lentille concave

Figure 6 : Focalisation par un piézo-électrique à lentille concave et transducteur associé

La focalisation du signal dépend également de la fréquence du signal ultrasonore émis par la sonde. Typiquement, pour une sonde à 5 MHz (transducteur figure 6b), le point focal se situe à 10 cm du transducteur piézo-électrique, et la largeur de faisceau est d'environ 1 mm au point focal. La résolution spatiale d'une telle sonde est ainsi de l'ordre du millimètre. Changer de fréquence caractéristique de transducteur permet ainsi d'explorer des organes plus profonds.

2.3 - Passage du *A-scan* au *B-scan* : reconstruction numérique

Lors du balayage mécanique, le transducteur piézo-électrique pivote autour de l'axe fixe du boîtier (voir figure 5). Il balaye les angles θ_k :

$$\theta_k = k * \Delta\theta + \theta_{min}$$

avec k un entier, $\Delta\theta$ le pas du moteur et θ_{min} l'angle du premier *A-scan*.

Pour chaque angle θ_k un *A-scan* est acquis. Celui-ci est échantillonné à la fréquence F_e de sorte que l'échantillon n correspond à une profondeur r_n. L'échantillon n est numérisé à l'instant $t_n = n/F_e$. À l'instant t_n, l'onde ultrasonore a parcouru une distance $d_n = ct_n$ avec $c \approx 1\,540$ m/s. Puisque l'onde a fait un aller-retour, on en déduit :

$$r_n = cn/(2F_e)$$

La géométrie du balayage est résumée sur la figure 7. On ajoute les points (x_n, z_n) qui correspondent aux coordonnées cartésiennes du point (r_n, θ_k).

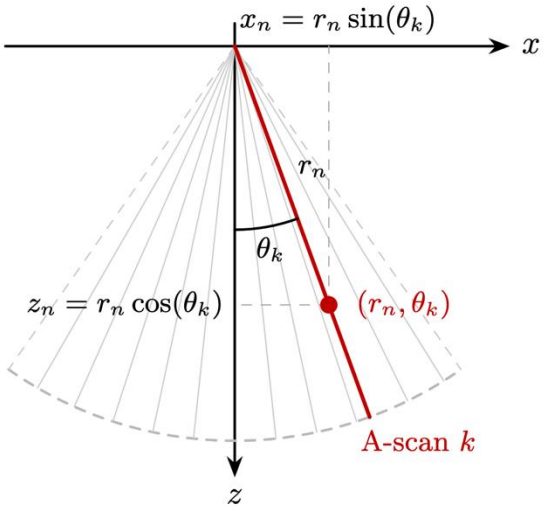


Figure 7 : Géométrie du balayage

Les différents A-scan sont rangés dans une matrice polaire (figure 8). Les valeurs de la matrice sont les amplitudes des échos en niveaux de gris. Les deux axes de cette matrice sont les indices (k, n) sans unité, qui correspondent aux coordonnées (r_n, θ_k) de la figure 7 d'après les relations précédentes.

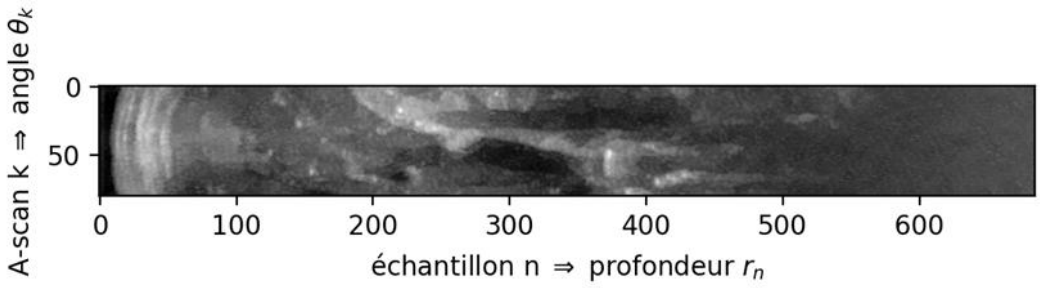


Figure 8 : Matrice polaire (k, n) associée au B-scan de la figure 9, empilement des A-scan

Cette matrice n'est pas encore une image exploitable, car ses lignes correspondent à des rayons divergents et non à des lignes parallèles. Il faut donc la projeter en coordonnées cartésiennes, c'est-à-dire passer des coordonnées (r_n, θ_k), aux coordonnées (x_n, z_n) de la figure 7.

On forme ainsi l'image *B-scan* dont le niveau de gris de chaque pixel (x, z) est le niveau de gris du pixel de coordonnées (k, n) correspondant dans la matrice polaire, calculé avec les relations de la figure 7[2]. L'image *B-scan* de la matrice polaire de la figure 8 est représentée figure 9 (gauche).

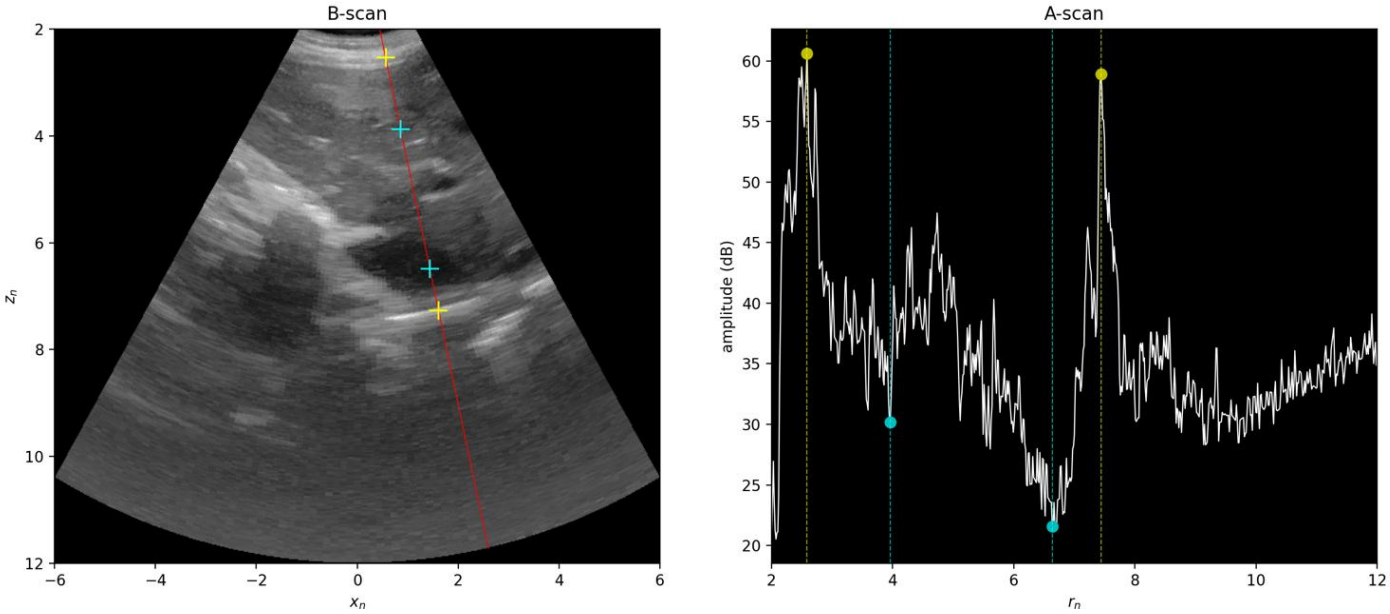


Figure 9 : B-scan associé à la matrice polaire de la figure 8 (gauche) et lien avec un A-scan (droite)

La figure 9 dans son ensemble montre le lien entre un *A-scan* acquis (droite), qui correspond à la droite rouge dans le *B-scan*. Pour plus de clarté, les minimas et maximas du *A-scan* ont leurs marqueurs correspondants sur le *B-scan*.

2.4 - Post-traitement

Les signaux bruts reçus ne peuvent être affichés tels quels et nécessitent un post-traitement. Celui-ci se fait d'abord sur les *A-scans* puis sur le *B-scan*. Voici, dans l'ordre d'application, les différentes étapes de mise en forme du signal :

Post-traitement du *A-scan* :

- **Compensation de l'atténuation (TGC - *Time-Gain Control*).** Plus l'onde ultrasonore se propage dans les tissus du corps, plus celle-ci est atténuée. Empiriquement, on considère que l'on perd 1 dB/cm/MHz dans les tissus mous. En prenant compte l'aller-retour des ondes, à une profondeur explorée de 5 cm (10 cm parcourus par l'onde), pour une sonde fonctionnant à 5 MHz, le signal est atténué de 50 dB, soit un facteur 300 en amplitude des signaux. Sans correction, il serait impossible de visualiser les interfaces profondes. Le TGC est réalisé par un composant électronique dédié.

  Par ailleurs, la sonde echOpen O1 embarque en réalité trois transducteurs à 2,5/5/7,5 MHz pour combattre le phénomène d'atténuation, afin d'observer des organes situés à différentes profondeurs ;

[2] Pour être précis, l'intensité du pixel (x,z) est le résultat de l'interpolation des k plus proches voisins.

- **Détection d'enveloppe.** L'onde ultrasonore réfléchie excite le transducteur qui oscille à sa fréquence caractéristique. Lorsque l'on cherche uniquement à reconstruire les interfaces, l'information utile se trouve dans l'enveloppe du signal, comme illustré figure 10.

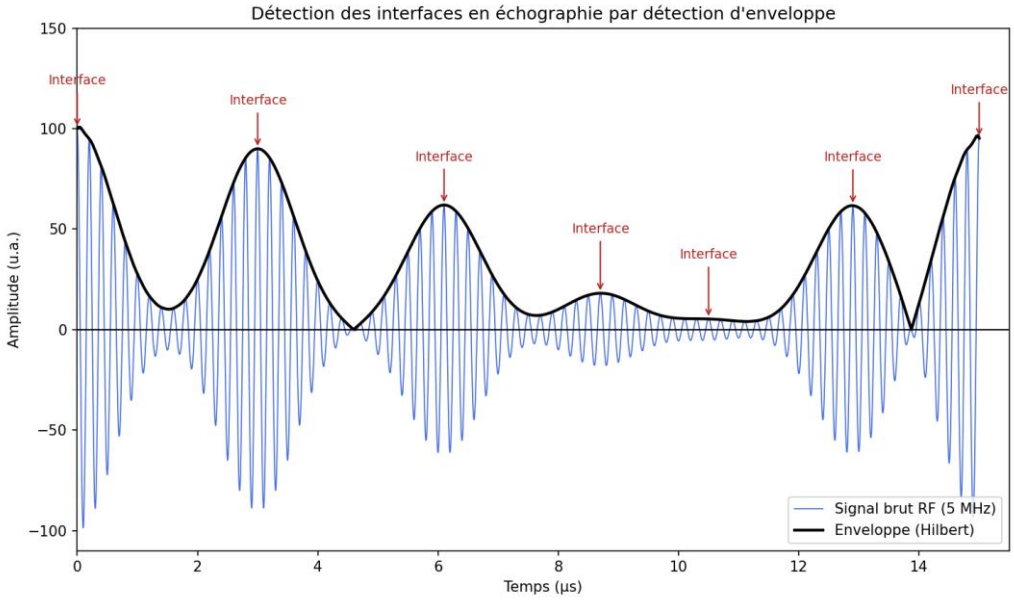


Figure 10 : Illustration de la détection d'enveloppe

Néanmoins, pour mesurer la vitesse du sang par effet Doppler, il est nécessaire de numériser ces oscillations. Ainsi, le signal est numérisé tel quel, puis une détection d'enveloppe numérique est faite en utilisant la transformée de Hilbert ;

- **Compression logarithmique.** Les amplitudes des échos s'étendent sur plusieurs dizaines de dB, bien au-delà de ce que l'œil distingue à l'écran. On affiche donc l'enveloppe en échelle logarithmique (dB), puis on la convertit en niveaux de gris : les échos faibles deviennent visibles sans saturer les échos forts (voir la figure 18, image de droite).

Les signaux A-scan traités permettent de construire la matrice polaire présentée figure 8. Enfin, un post-traitement est réalisé sur le *B-scan* :

- **Diminution du *speckle*.** Le *speckle* est un bruit caractéristique des images d'échographie [7]. La figure 10 présente une échographie de foie avant traitement du *speckle* (gauche) et après (droite).

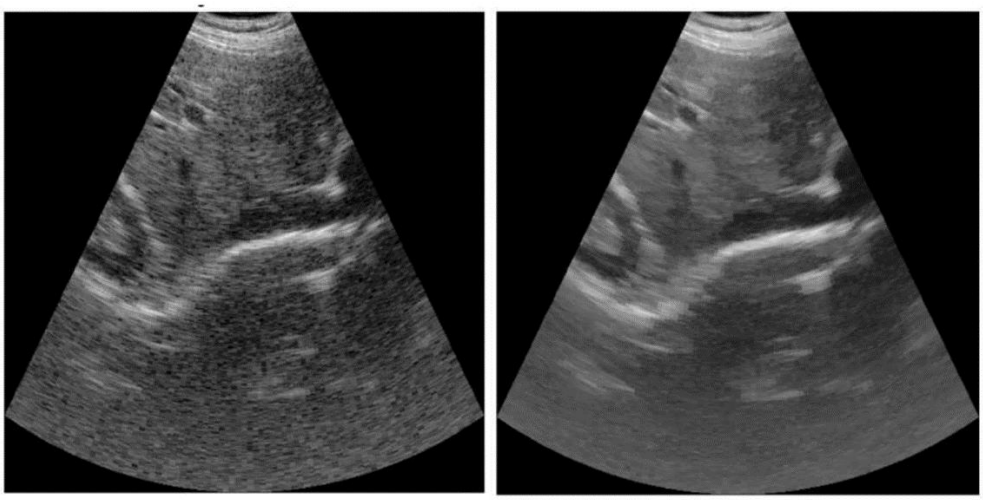


Figure 10 : Effet du speckle – image brute (gauche) et image lissée (droite)

Le *speckle* n'est pas un bruit de mesure : il s'agit d'un phénomène d'interférence cohérente entre les ondes réfléchies par les multiples microdiffuseurs présents dans les tissus

(cellules, fibres de collagène, etc.). À l'intérieur du plan résolu par le faisceau, ces diffuseurs réémettent des ondes de faible amplitude, avec des phases aléatoires. Cela donne un aspect granuleux à l'image.

La convention est ainsi de lisser le *speckle*, ce qui donne des images comme celle de droite sur la figure 10. Plusieurs techniques existent afin de réduire ce bruit, la plus classique étant l'utilisation de noyaux de convolution gaussiens.

3 - Réalisation d'un prototype de sonde ultrasonore

À partir du principe d'acquisition d'une sonde à balayage mécanique, il est possible de concevoir une telle sonde avec des moyens limités. On distingue deux parties : la génération d'une excitation du transducteur piézo-électrique, puis la récupération du signal aux bornes de ce transducteur.

Note au lecteur : les schémas électriques présentés ici sont fortement inspirés des ressources *open source* disponibles sur le GitHub d'echOpen.

3.1 - Génération de l'excitation

L'atténuation des ultrasons dans les tissus du corps humain impose que le transducteur piézo-électrique produise une onde d'énergie suffisante. Pour cela, on l'excite à sa fréquence caractéristique f_c, de l'ordre du MHz : on génère dès lors un *pulse* d'amplitude égale à 100 V et de largeur $T = 2/f_c$, c'est-à-dire de fondamental $f_0 = f_c$. De plus, la masse électrique du transducteur se trouve sur la face avant de la sonde, puisque celle-ci est en contact avec la peau du patient. La polarisation du transducteur piézo-électrique utilisé dans cet article impose dès lors un *pulse* « négatif » (figure 11).

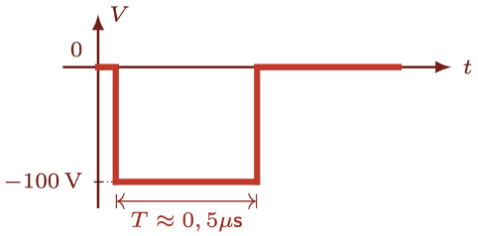


Figure 11 : Pulse d'excitation du transducteur

Afin d'atteindre des vitesses de commutation d'environ 30 ns pour un signal d'amplitude égale à -100 V (figure 11), on utilise le schéma électrique de la figure 12. Un driver de MOSFET, lui-même piloté par un microcontrôleur, fournit et absorbe le courant de grille nécessaire pour fermer ou ouvrir le MOSFET en environ 30 ns[3].

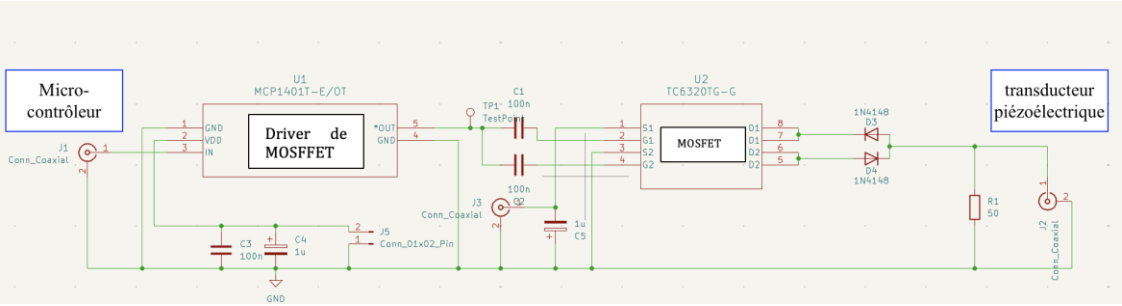


Figure 12 : Schéma du circuit d'excitation du transducteur

[3] Voir les caractéristiques techniques : les références des composants CMS sont indiquées sur les schémas électriques.

3.2 - Chaîne d'acquisition

La chaîne d'acquisition est le circuit de la figure 13. Celui-ci est branché directement sur les pôles du transducteur. Par conséquent, le *pulse* d'excitation est également présent en amont de la chaîne de réception. Son amplitude de -100 V risquerait d'endommager les étages d'amplifications placés en aval. Par ailleurs, il est nécessaire d'amplifier le signal réfléchi puisque ce dernier est de l'ordre du mV. La solution retenue par echOpen et adoptée ici consiste à placer un interrupteur passif se comportant comme un circuit ouvert dès que la tension à ses bornes dépasse 2 V (voir figure 13).

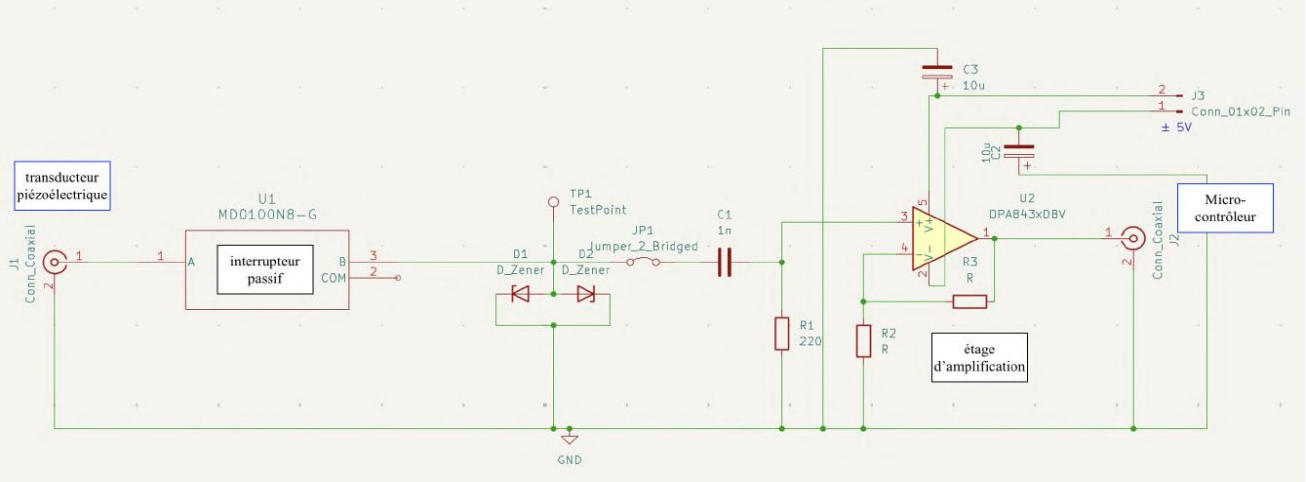


Figure 13 : Schéma du circuit de réception et d'amplification

Une fois le signal réfléchi séparé du *pulse*, il reste à le numériser, puis à le traiter numériquement. Le contenu spectral se situant autour du MHz, il faut un convertisseur analogique-numérique (CAN) de fréquence d'échantillonnage F_e supérieure à 10 MHz en pratique.

Le schéma de la figure 14 résume les différentes étapes à réaliser :

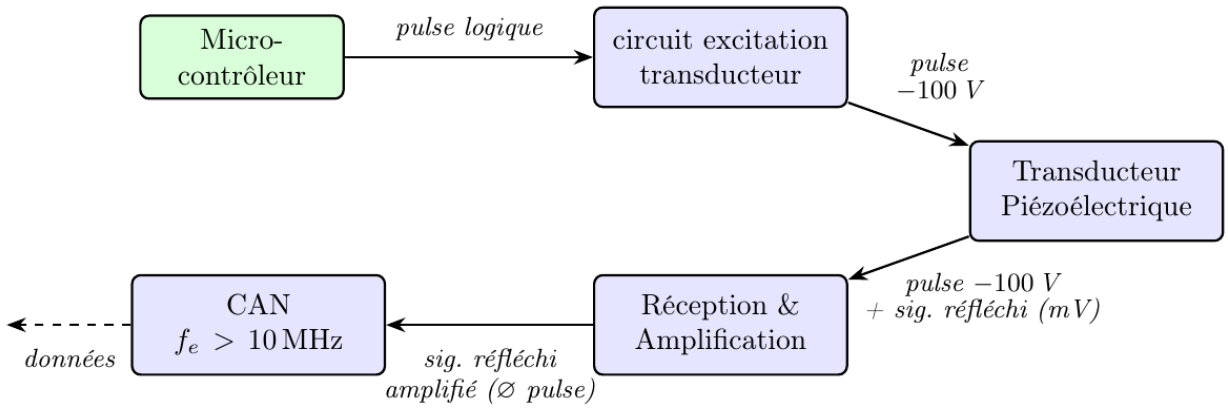
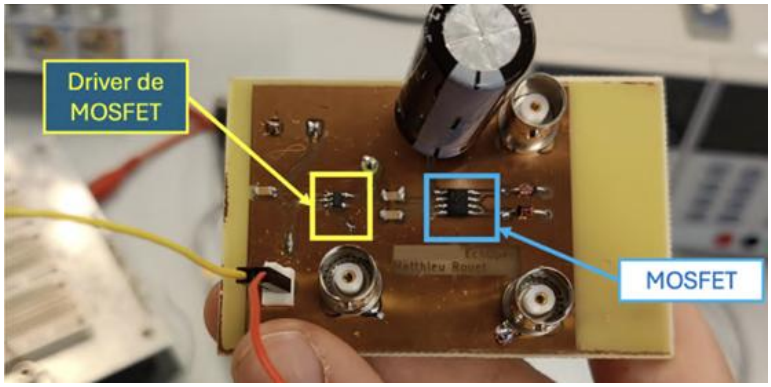


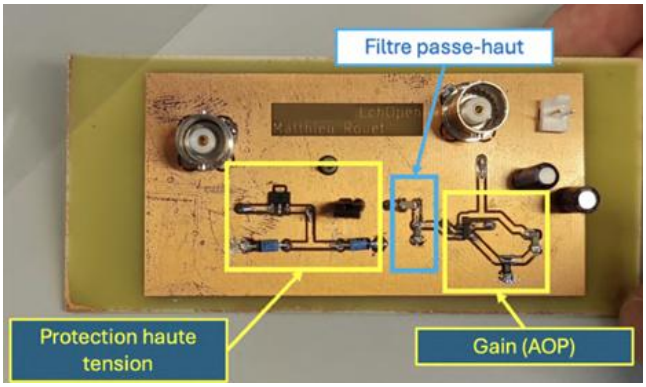
Figure 14 : Chaîne d'acquisition

3.3 - Preuve de concept

Les figures 15a et 15b présentent les cartes électroniques associées aux schémas des figures 12 et 13. Celles-ci sont alimentées par des alimentations stabilisées, qui fournissent la tension de 30 V utilisée pour la génération du *pulse*. Le *pulse* logique du microcontrôleur (figure 14) est créé à l'aide d'un GBF.



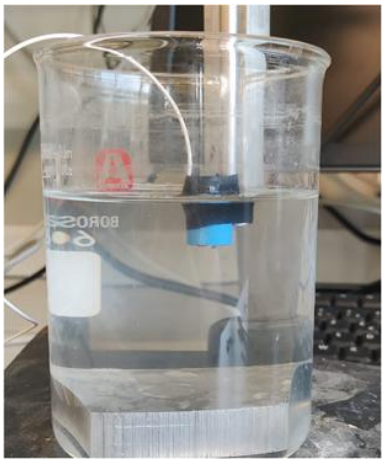
(a) Carte de génération du pulse



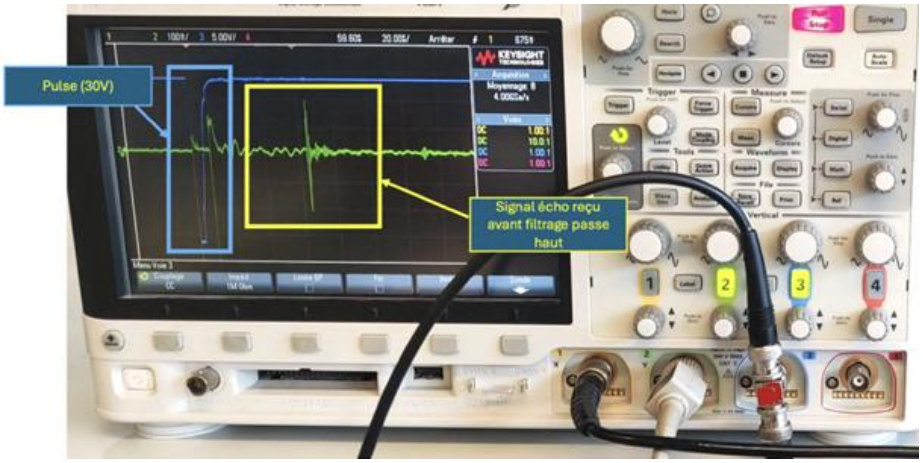
(b) Carte de réception

Figure 15 : Cartes électroniques du système

On est ainsi capable de réaliser une échographie « test » sur une plaque en aluminium (figure 16a). On utilise un transducteur de 2 MHz réalisé avec Vincent Loyau, chercheur au laboratoire SATIE du CNRS, ayant travaillé sur les premiers prototypes de sonde echOpen. Pour respecter le critère de Shannon, il faut échantillonner le signal à plus de 4 MHz. Plusieurs cartes électroniques offrent de telles performances de conversion analogique-numérique ; néanmoins, la solution la plus simple pour une preuve de concept reste d'utiliser un oscilloscope et d'exporter les données acquises au format CSV. La figure 16b présente un *A-scan* sur l'oscilloscope, ainsi que le *pulse* généré (échelles différentes).



(a) Dispositif expérimental



(b) A-scan acquis à l'oscilloscope

Figure 16 : Dispositif expérimental et A-scan acquis

La capture d'oscilloscope de la figure 16b présente le *pulse* passant dans le transducteur piézo-électrique ainsi que le signal réfléchi. On voit que la réjection du *pulse* par l'interrupteur passif (protection haute tension, figure 13) n'est pas parfaite : l'utilisation d'un filtre passe-haut (figure 13) permet en pratique de s'assurer qu'il ne reste pas de résidu du *pulse* en amont de l'étage de gain.

Les images *B-scan* obtenues avec ce dispositif sont présentées ci-après. La figure 17 correspond à une échographie réalisée avec le transducteur de la figure 6b.

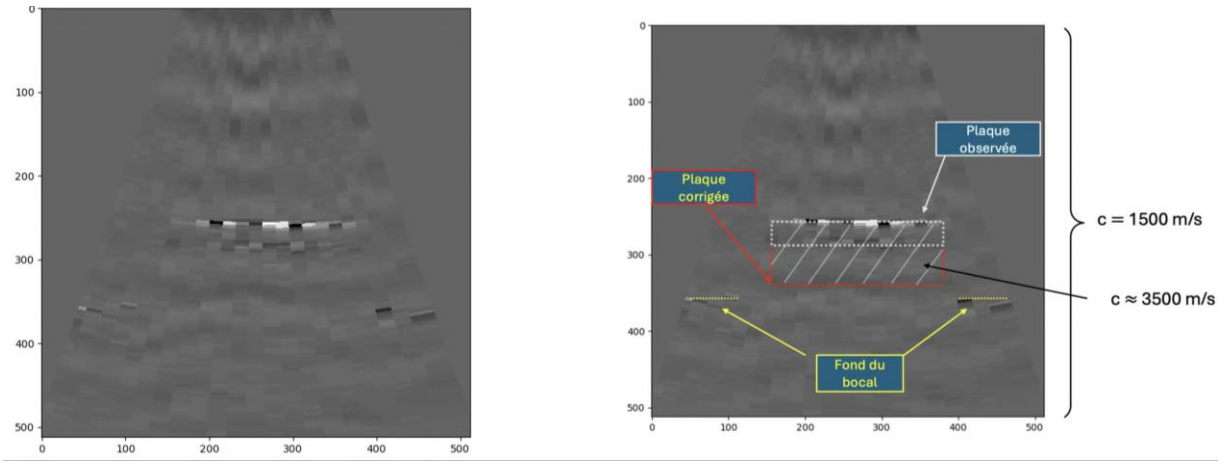


Figure 17 : Échographie de la plaque en aluminium de la figure 16a (gauche) et explications (droite)

L'image a été obtenue avec un balayage de 22 *A-scans*, en orientant à la main (sans moteur) le transducteur. La plaque étant en alliage d'aluminium, la célérité du son y est d'environ 3 500 m/s, bien supérieure aux 1 540 m/s utilisés pour la reconstruction, ce qui explique que la plaque observée apparaisse éloignée du fond. En réalité, la plaque s'étend plus en profondeur : si l'on corrige la vitesse dans la plaque, on obtient la forme du rectangle rouge pointillé de la figure 17 (à droite). Ce phénomène n'apparaît pas en échographie médicale, car la célérité des ondes sonores dans les tissus biologiques y est considérée comme constante, égale à 1 540 m/s (voir partie 2.1).

Un autre scan, présenté figure 18, a été réalisé avec le transducteur de la figure 16a. Un bouchon en plastique a été placé au-dessus de la plaque métallique ; il est symbolisé par le rectangle rouge. L'image de droite est en échelle logarithmique (voir partie 2.4), pour mieux observer les faibles amplitudes. Ce transducteur, plus énergique, fait apparaître sous la plaque des échos répétés et régulièrement espacés en profondeur. Il s'agit de réverbérations : en raison de la très grande différence d'impédance acoustique entre l'eau et l'aluminium (coefficient de réflexion de l'ordre de 0,8), l'onde effectue plusieurs allers-retours dans la plaque et renvoie un écho à chaque passage.

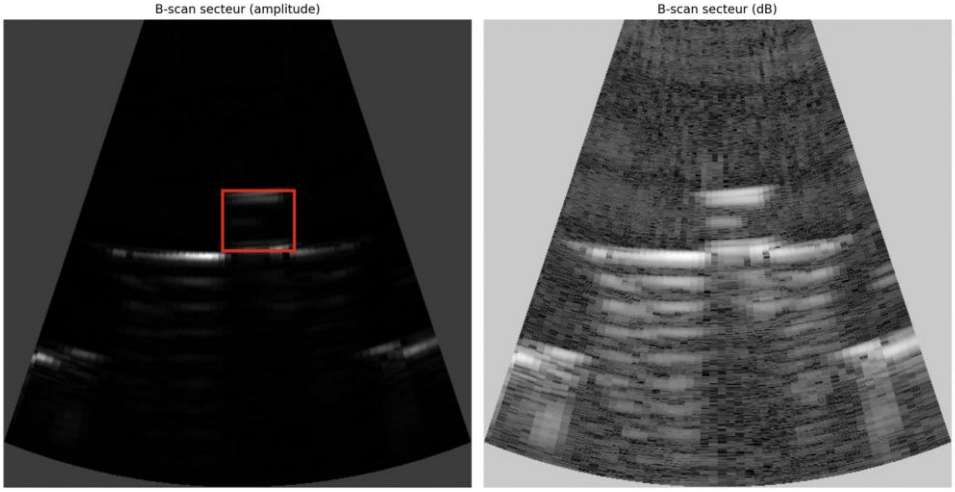


Figure 18 : Échographie de la plaque avec un bouchon en plastique par-dessus. Image en amplitude (gauche) et en échelle logarithmique (droite)

On notera que ces réverbérations ne sont pas recherchées pour l'application médicale visée mais sont la conséquence d'utiliser une plaque en métal, pour cette preuve de concept. On pourrait dès lors envisager d'utiliser des objets dont les caractéristiques acoustiques sont plus proches de celles des tissus mous (fruits par exemple…).

Coût du prototype. Pour cette preuve de concept, l'ensemble des composants électroniques a coûté moins de 20 € au total. Les circuits imprimés ont été gravés, percés et soudés dans les

laboratoires du département SIEN de l'ENS Paris-Saclay. Les transducteurs ont été fournis par echOpen et par Vincent Loyau ; de tels transducteurs se trouvent toutefois dans le commerce à des prix abordables. Ce coût ne comprend pas le matériel de laboratoire utilisé pour les mesures (alimentations stabilisées, GBF et oscilloscope), qui est remplacé dans une sonde finale par un microcontrôleur dédié et un circuit d'alimentation pour la source de tension 100 V.

3.4 - Fabrication du transducteur

Il est également possible de fabriquer un transducteur piézoélectrique comme celui de la figure 16a. En effet, il est nécessaire de faire une adaptation d'impédance acoustique entre l'élément piézoélectrique et l'eau du milieu exploré. Cela est réalisé par une lame adaptatrice. Par ailleurs, on place à l'arrière de l'élément piézoélectrique un *backing*, soit un matériau permettant d'absorber les ondes ultrasonores qui se propagent vers l'arrière de l'élément piézoélectrique. En effet, ces ondes risqueraient de perturber la mesure des échos.

La figure 19 illustre ces différents éléments du transducteur.

Lame adaptatrice. La lame adaptatrice est une couche d'épaisseur $\lambda/4$, avec λ la longueur d'onde des ultrasons dans la lame, dont l'impédance acoustique est intermédiaire entre celle de la céramique piézoélectrique ($Z_{PZT} \approx 33$ MRayl) et celle de l'eau ($Z_{eau} \approx 1{,}5$ MRayl). Sans elle, le coefficient de réflexion à l'interface céramique/eau (voir partie 2.1) vaut $R \approx -0{,}9$: seulement 17 % de l'énergie acoustique est transmise à l'eau.

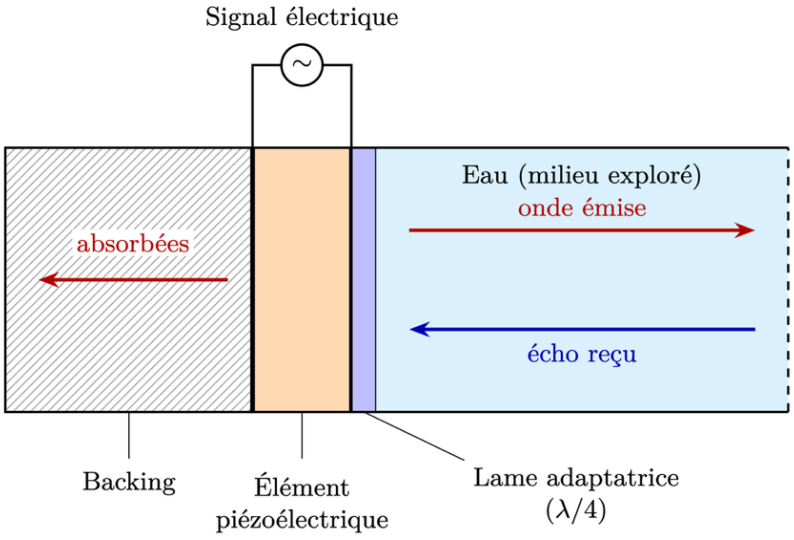


Figure 19 : Transducteur piézoélectrique détaillé

Avec la lame, l'onde réfléchie à l'interface lame/eau effectue un aller-retour de $\lambda/2$ dans la lame, soit un déphasage de π : à la fréquence centrale, elle se compense avec l'onde réfléchie à l'interface céramique/lame, de sorte que l'énergie passe dans l'eau (et, au retour, jusqu'à la céramique). Cette compensation est parfaite lorsque l'impédance de la lame vérifie :

$$Z_{lame} = \sqrt{Z_{PZT} \cdot Z_{eau}} \approx 7 \text{ MRayl}$$

Ici, on retient $Z = 4{,}5$ MRayl : cette valeur, un peu inférieure à l'optimum, est réalisable avec la résine chargée décrite ci-dessous, et un calcul de réflexion à l'interface montre que la lame transmet encore environ 80 % de l'énergie à la fréquence centrale.

L'élément piézoélectrique est un disque qui résonne en demi-onde à la fréquence $f_0 = 2$ MHz. Dans la résine chargée de la lame (Z = 4,5 MRayl, masse volumique d'environ 2,3 g/cm³), la célérité est

$c = Z/\rho \approx 2\,000$ m/s : à 2 MHz, la longueur d'onde est donc $\lambda = c/f_0 \approx 1$ mm et l'épaisseur de la lame $\lambda/4$ vaut environ 0,25 mm.

Backing. Le backing est réalisé avec la même résine chargée ($Z = 4{,}5$ MRayl). Son impédance, bien inférieure à celle de la céramique mais très supérieure à celle de l'air, laisse passer l'onde émise vers l'arrière, qui y est absorbée : le backing doit assez atténuer l'onde pour que son écho ne perturbe pas l'*A-scan*.

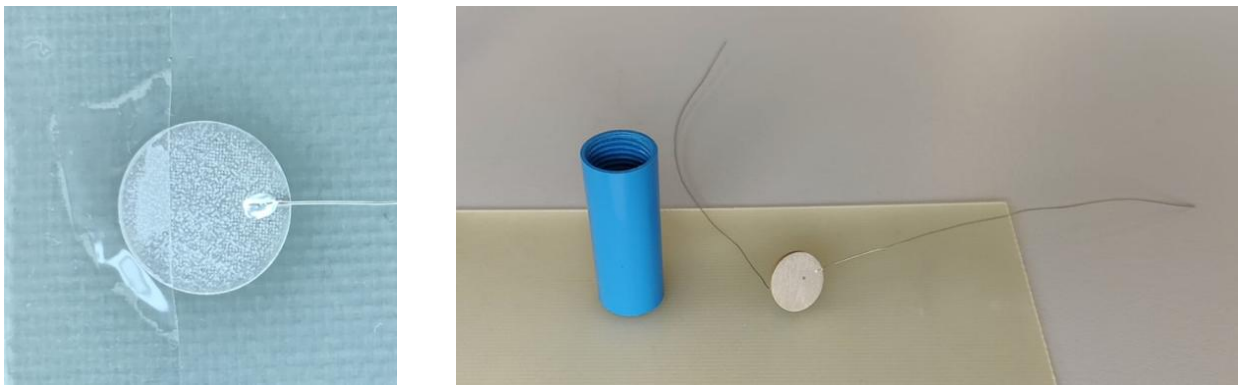
Le tableau 1 résume les caractéristiques du transducteur fabriqué.

Tableau 1 : Caractéristiques du transducteur

Élément	Matériau	Dimensions	Z (MRayl)
Élément piézoélectrique	PZT : PZ27 (Ferroperm), PIC255 (PI) ou PZT5A (Morgan-Matroc)	disque Ø 10 mm, e = 1 mm	≈ 33
Backing	époxy à durcissement lent chargée en tungstène et silice	Ø 10 mm, 17 mm	4,5
Lame adaptatrice	même résine chargée	Ø 10 mm, 0,25 mm	4,5
Boîtier	tube	Ø interne 10 mm, environ 20 mm de long	-

La fabrication se déroule en quatre étapes :

1. **Préparation de la résine chargée.** On mélange 3,4 g de poudre de tungstène (grains de 12 µm), 1 g de poudre de silice (grains de 1 à 5 µm) et 3 g de résine époxy à durcissement lent, jusqu'à obtenir une pâte homogène. Le mélange est ensuite dégazé pour éliminer les bulles d'air, qui feraient varier l'impédance et diffuseraient les ultrasons.
2. **Reprise des contacts électriques.** Un fil fin est collé sur chacune des deux électrodes du disque piézoélectrique avec de la colle époxy conductrice (figure 20a). On laisse durcir la colle avant manipulation.
3. **Coulage du backing.** Le disque est placé au fond du tube, posé sur un plan : le diamètre interne du tube (10 mm), égal à celui du disque, assure son centrage. On coule la résine chargée dégazée sur la face arrière du disque, sur une hauteur de 17 mm, en dégageant les deux fils (figure 20b).
4. **Réalisation de la lame adaptatrice.** Avec la même résine, on coule une plaque que l'on use (rodage) jusqu'à une épaisseur de 0,25 mm (ce qui correspond à 5 épaisseurs de scotch). Elle est collée sur la face avant du disque piézoélectrique par une couche de résine la plus mince possible, pour ne pas ajouter d'épaisseur à la lame.



(a) Fil et colle conductrice *(b) Reprise des contacts électriques et tube pour le backing*

Figure 20 : Illustrations du procédé de fabrication

4 - Conclusion

La sonde echOpen O1 illustre comment un compromis technique maîtrisé – en l'occurrence un unique transducteur piézo-électrique à balayage mécanique plutôt qu'une sonde matricielle – permet de diviser le coût d'un échographe par un facteur 10 tout en conservant une qualité d'image suffisante pour les applications de premiers secours. Le prototype réalisé dans ce travail a permis de valider l'essentiel de la chaîne d'acquisition : génération du *pulse* haute tension, protection het amplification du signal réfléchi, puis reconstruction d'un *B-scan* par conversion polaire-cartésienne.

Ce travail ouvre plusieurs perspectives. D'un point de vue électronique, l'intégration d'un CAN dédié (par exemple sur microcontrôleur STM32H7 ou FPGA) permettrait de s'affranchir de l'oscilloscope et d'envisager un balayage mécanique réel, rapprochant ainsi le prototype d'une sonde fonctionnelle. D'un point de vue pédagogique, la démarche adoptée ici – partir du principe physique de l'écho acoustique pour aboutir à une image cliniquement interprétable – permet d'aborder des thèmes variés des sciences de l'ingénieur dans un cadre applicatif concret.

Références

[1]: AP-HP, (2024). *echOpen, start-up issue de l'AP-HP, obtient le marquage CE de sa sonde d'échographie ultraportable pour rendre l'imagerie médicale accessible à tous les soignants dans le monde*, Espace Média - AP-HP, https://www.aphp.fr/espace-medias/liste-ressources-presse/echopen-start-issue-de-lap-hp-obtient-le-marquage-ce-de-sa

[2]: Singh, K., Bønaa, K. H., Jacobsen, B. K., et al. (1998). *Intra- and interobserver variability in ultrasound measurements of abdominal aortic diameter*. European Journal of Vascular and Endovascular Surgery, 15(6), 497–503.

[3]: Taylor,K.J.,Holland,S.(1990).Doppler US. Part I. *Basic principles, instrumentation, and pitfalls. Radiology*, 174(2), 297–307.

[4]: van der Heijde, G. L., Meinema, A. J., Vlaming, M. S. (1977). *Digital A-scan ultrasonography used to measure ocular distances*. American Journal of Ophthalmology, 83(2), 276–277.

[5]: Li, Y., et al. (2010). *A High-Frequency High Frame Rate Duplex Ultrasound Linear Array Imaging System for Small Animal Imaging*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 57(7), 1533–1541.

[6]: Rowland, D. E., et al. (2014). *The Resolution Integral – a tool for characterising the performance of diagnostic ultrasound scanners*. Ultrasound in Medicine & Biology, 40(10), 2486–2495.

[7]: Thijssen, J. M. (2003). *Ultrasonic speckle formation, analysis and processing applied to tissue characterization*. Pattern Recognition Letters, 24(4–5), 659–675.

La Revue 3EI
Culture Sciences de l'Ingénieur
école normale supérieure paris-saclay

Mesurer l'activité cérébrale : principes et applications de l'EEG

Pierre-Louis FILOCHE [1]

Édité en Novembre 2026

[1] *Élève de l'ENS Paris-Saclay, DER SIEN*

Cette ressource est issue du Dossier Industriel réalisé par Pierre-Louis FILOCHE dans le cadre de la préparation à l'Agrégation externe de Sciences Industrielles de l'Ingénieur et Ingénierie Informatique réalisé en partenariat avec la start-up HABS.

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ème trimestre 2026.

1 - Introduction

1.1 - Contexte et enjeux

La compréhension du corps humain constitue depuis longtemps un défi sociétal et technique majeur. Parmi tous les organes, le cerveau reste probablement l'un des plus complexes et des moins bien compris. Son étude mobilise aujourd'hui des disciplines variées : neurosciences, médecine, physique, électronique, informatique et intelligence artificielle. L'Institut du Cerveau (*institut de recherche scientifique*) définit quatre axes fondamentaux au cœur de l'étude du cerveau :

- **Philosophique :** Le cerveau est l'organe qui perçoit, pense et agit, donnant ainsi un sens à l'existence humaine ;
- **Sociologique :** Il agit comme le chef d'orchestre de l'organisme, régissant nos comportements et nos interactions au sein de la société ;
- **Médical :** Le défi actuel consiste à comprendre les mécanismes des maladies neurologiques (Alzheimer, Parkinson, épilepsie, etc.) ou psychiatriques (dépression, schizophrénie, autisme) pour concevoir les traitements de demain ;
- **Scientifique :** Il représente un enjeu majeur de recherche, tant dans son développement, son fonctionnement normal et pathologique que dans ses facultés d'adaptation (plasticité cérébrale).

L'étude du cerveau a permis des avancées majeures dans les domaines médicaux, scientifiques et technologiques. Dès le XIXe siècle, les recherches sur les neurones et la transmission des signaux électriques ont progressivement amélioré la compréhension du système nerveux.

Les avancées dans l'étude du cerveau ont également fortement influencé le développement de l'intelligence artificielle : les premiers modèles de neurones artificiels ont été conçus à partir du fonctionnement biologique des neurones humains, conduisant aux réseaux de neurones profonds (*Deep Learning*) utilisés aujourd'hui en reconnaissance d'images médicales et en analyse de signaux biologiques. Le cerveau reste par ailleurs une source d'inspiration active pour la recherche en IA : sa consommation énergétique remarquable et sa capacité à apprendre à partir de très peu d'exemples motivent le développement de nouvelles architectures, notamment en France avec les travaux de Y. LeCun. On parle aussi de plus en plus d'informatique neuromorphique [1], qui vise à concevoir des systèmes informatiques inspirés de l'organisation et du fonctionnement du cerveau, avec des applications dans la robotique, les systèmes embarqués et l'IA. Ainsi, les neurosciences et

l'intelligence artificielle entretiennent un lien étroit, chaque domaine contribuant aux avancées de l'autre.

Au cours du XX^{e} siècle, le développement d'outils d'exploration du cerveau [2] a profondément transformé les neurosciences et la médecine.

> *« Il est essentiel aujourd'hui de percer les mécanismes de la genèse de nos facultés intellectuelles, de nos émotions, et des comportements moteurs qui en sont l'expression. »*
>
> **Institut du Cerveau**

1.2 - Développement des outils d'analyse du cerveau

Parmi ces outils, l'imagerie par résonance magnétique (IRM) permet d'obtenir des images anatomiques précises du cerveau et d'identifier certaines lésions liées à des pathologies comme les tumeurs cérébrales, les accidents vasculaires cérébraux (AVC) ou encore la maladie d'Alzheimer. La tomographie par émission de positons (TEP) permet quant à elle de visualiser l'activité métabolique du cerveau en suivant la distribution d'un traceur radioactif, offrant ainsi un suivi des processus neurochimiques impliqués dans des pathologies comme la maladie de Parkinson ou certaines formes de démence. Le Doppler transcrânien repose sur l'utilisation d'ultrasons afin d'étudier la circulation sanguine cérébrale.

Ces méthodes offrent une excellente résolution spatiale mais restent limitées pour l'observation de phénomènes très rapides : une réponse neuronale à un stimulus visuel se produit en quelques dizaines de millisecondes, une décharge épileptique en quelques centaines de millisecondes : des dynamiques bien en deçà de la résolution temporelle de l'IRM fonctionnelle ($\approx$ 1-2 secondes) ou de la TEP (plusieurs dizaines de secondes).

L'**électroencéphalographie** (EEG) adopte une approche différente. Cette technique consiste à mesurer les potentiels électriques générés par l'activité neuronale à l'aide d'électrodes placées sur le cuir chevelu ou directement au contact du cortex dans le cas d'EEG intracrânien. On distingue ainsi l'EEG de surface, non invasif, et l'EEG intracrânien utilisé dans certains contextes médicaux spécifiques. Grâce à sa très bonne résolution temporelle, l'EEG est aujourd'hui utilisé pour détecter certaines pathologies neurologiques comme l'épilepsie, analyser les troubles du sommeil ou surveiller l'activité cérébrale en réanimation.

2 - Un outil en particulier, l'Électroencéphalographie

2.1 - Principe de l'EEG

L'électroencéphalographie (EEG) est l'une des techniques d'exploration cérébrale les plus anciennes et les plus utilisées. Inventée par le psychiatre allemand Hans Berger en 1924 [3], elle repose sur la mesure des potentiels électriques générés par l'activité des neurones. Ces potentiels, de l'ordre de quelques dizaines de microvolts, sont captés par des électrodes placées sur le cuir chevelu et traduisent l'activité électrique globale du cerveau en temps réel (figure 1).

Dès ses premières utilisations cliniques, l'EEG a permis des découvertes majeures : identification des rythmes cérébraux caractéristiques du sommeil et de l'éveil, détection des décharges épileptiques, diagnostic de certaines encéphalopathies. Aujourd'hui, cette technique reste un outil de référence en neurologie clinique, notamment pour l'épilepsie, et s'est progressivement étendue à de nouveaux champs d'application : interfaces cerveau-machine et analyse cognitive.

Ce qui distingue l'EEG des autres techniques d'exploration cérébrale est avant tout sa **résolution temporelle** : là où l'IRM fonctionnelle mesure des variations hémodynamiques à l'échelle de la seconde, l'EEG capture des dynamiques neuronales à l'échelle de la milliseconde. En contrepartie,

sa résolution spatiale reste limitée par la distance entre les électrodes et les sources neuronales, et par la diffusion des signaux électriques à travers les tissus. De plus, l'EEG est relativement moins coûteux et plus simple à mettre en œuvre que l'IRM.

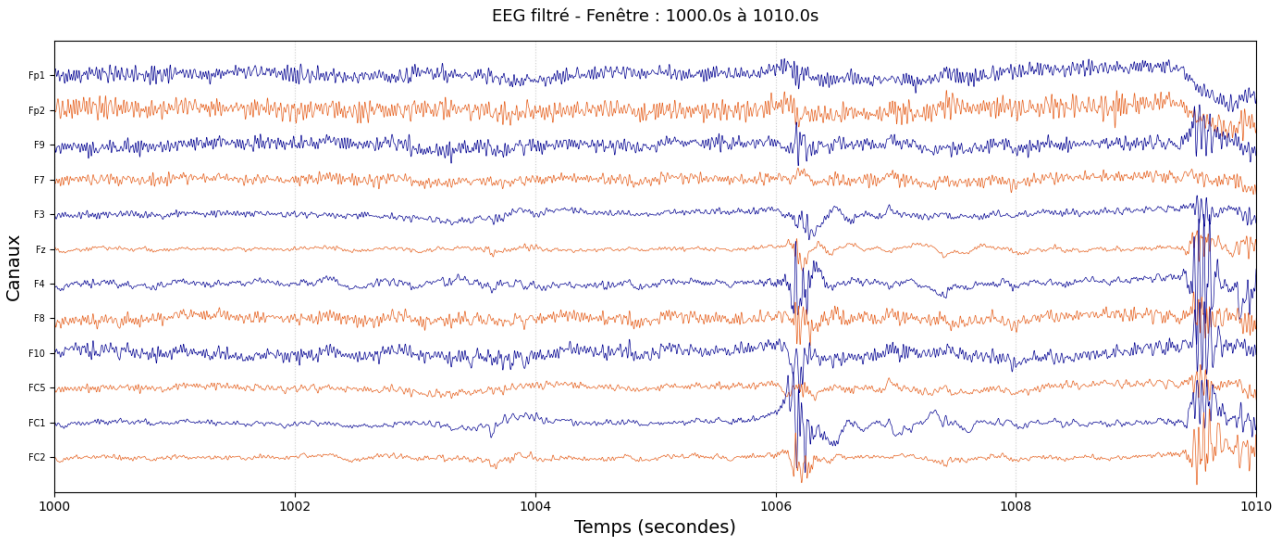


Figure 1 : Exemple de signaux EEG (affichage de 12 canaux sur 64 enregistrés) sur une durée de 10 secondes.

2.2 - Exploitation des signaux d'EEG

Les signaux EEG traduisent l'activité électrique globale produite par de larges populations de neurones. Pour être interprétés, ces signaux sont généralement étudiés dans le domaine fréquentiel. On distingue alors plusieurs bandes de fréquences [4], associées à différents états physiologiques ou cognitifs (figure 2)

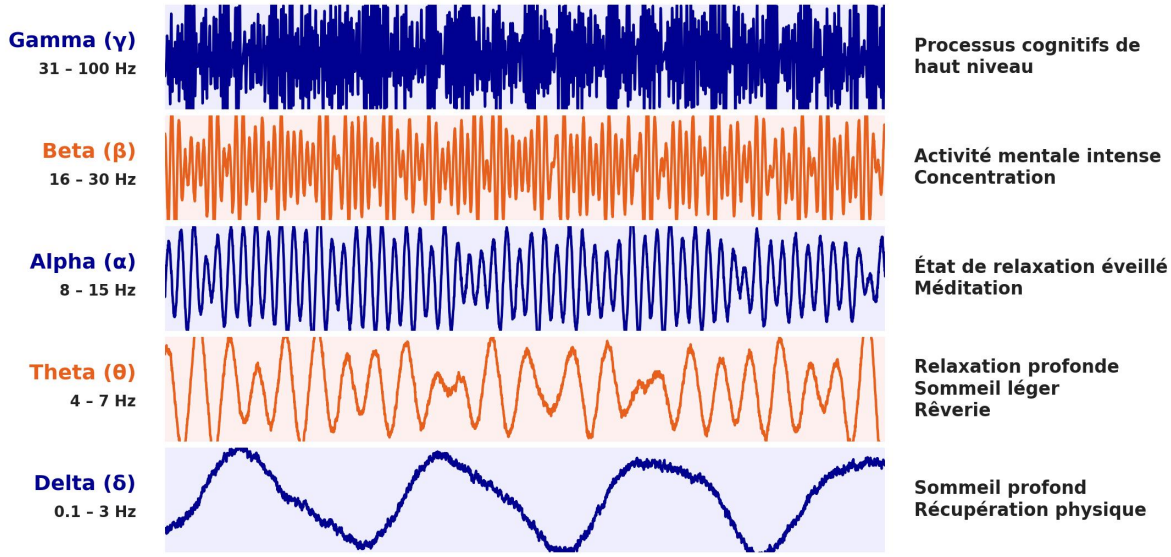


Figure 2 : Bandes de fréquences caractéristiques des signaux EEG. Production personnelle.

Cette décomposition fréquentielle constitue une première grille de lecture des signaux EEG. Elle permet d'extraire des indicateurs simples sur l'état de vigilance, l'attention ou certaines activités cérébrales. Cependant, l'interprétation directe de ces bandes reste limitée : un même état cognitif peut mobiliser plusieurs bandes, et une même bande peut être influencée par des phénomènes physiologiques différents.

Les approches modernes complètent l'analyse fréquentielle par des méthodes de traitement du signal et d'apprentissage automatique. L'objectif n'est plus seulement d'observer la puissance présente dans chaque bande, mais d'extraire des informations nouvelles, comme la charge cognitive, la fatigue, l'attention ou certaines réponses émotionnelles. C'est dans cette logique que s'inscrivent les systèmes d'analyse EEG développés aujourd'hui.

2.3 - Difficultés des EEG

Bien que très prometteuse, l'exploitation des signaux EEG reste particulièrement difficile. Les signaux EEG sont extrêmement faibles, généralement de l'ordre de quelques dizaines de microvolts (µV), ce qui constitue un défi technique majeur. À ces très faibles amplitudes, les signaux neuronaux deviennent fortement sensibles aux perturbations physiologiques et environnementales (figure 3).

Les artéfacts physiologiques regroupent les perturbations produites directement par le corps humain. Les mouvements oculaires et les clignements des yeux génèrent de fortes variations basses fréquences sur les électrodes frontales, pouvant masquer certaines réponses neuronales. L'activité musculaire liée à la parole, à la mastication ou au serrement de la mâchoire produit quant à elle un bruit haute fréquence affectant particulièrement les bandes β et γ. Les signaux cardiaques peuvent également apparaître dans les mesures EEG sous forme de composantes périodiques dépendant de la position des électrodes. D'autres phénomènes physiologiques comme la transpiration ou les mouvements respiratoires modifient l'impédance du contact peau-électrode et entraînent des dérives lentes du signal, principalement dans les bandes basses fréquences (δ et θ).

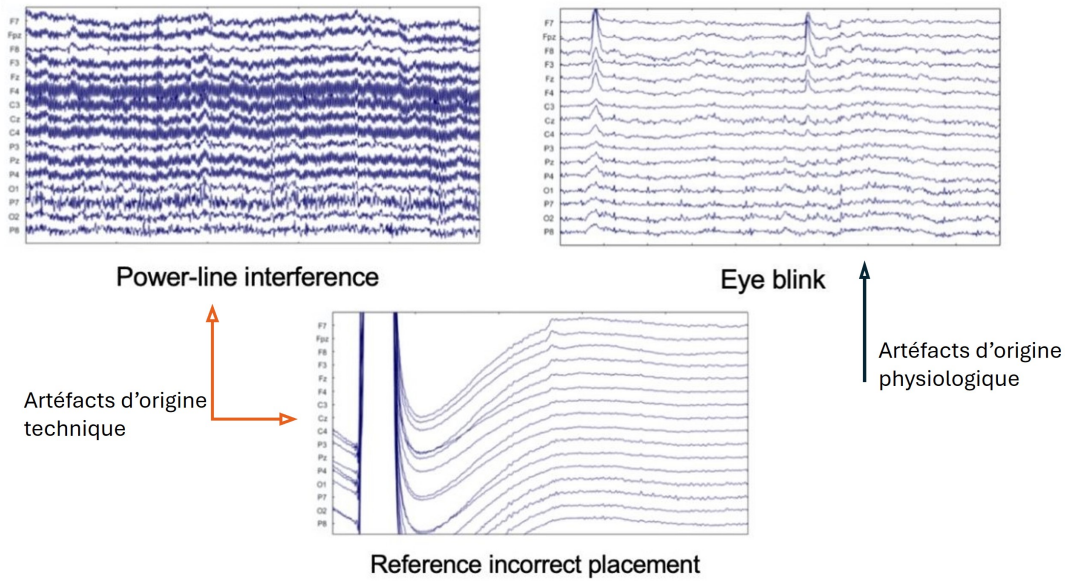


Figure 3 : Exemples d'artéfacts dans les signaux EEG [5]

Les perturbations peuvent également avoir une origine technique. Les pertes momentanées de contact d'une électrode provoquent des pics de tension brusques et un bruit large bande. Une mauvaise connexion de l'électrode de référence peut engendrer des dérives globales du signal et des composantes fréquentielles non physiologiques. Enfin, les interférences électromagnétiques issues du réseau électrique (à 50 Hz) ou des appareils électroniques environnants introduisent un bruit parasite important. Les mouvements de la tête ou du corps perturbent également la stabilité mécanique des électrodes et produisent des fluctuations lentes pouvant masquer certains phénomènes cognitifs ou physiologiques.

L'acquisition EEG nécessite donc une chaîne de traitement numérique du signal avec des besoins spécifiques : câble blindé, amplificateur différentiel d'instrumentation à faible bruit, convertisseur analogique vers numérique haute résolution. Des étapes de prétraitement sont ensuite nécessaires

afin de supprimer ou atténuer les artefacts avant toute exploitation par des algorithmes de traitement du signal ou d'intelligence artificielle. **Ceci en fait un support pédagogique riche dans les domaines de l'électronique et de l'informatique.**

3 - Technologies de l'EEG : de l'électronique au traitement du signal

L'enregistrement et l'analyse des signaux EEG sont donc complexes et nécessitent une chaîne de traitement numérique spécifique. Deux dynamiques ouvrent aujourd'hui la voie : les progrès en microélectronique, qui permettent des capteurs EEG plus précis, compacts et autonomes ; et le développement rapide des méthodes d'intelligence artificielle, qui ouvre la voie à une analyse en temps réel de ces signaux complexes. Un schéma simplifié de la chaîne de traitement est présenté à la figure 4.

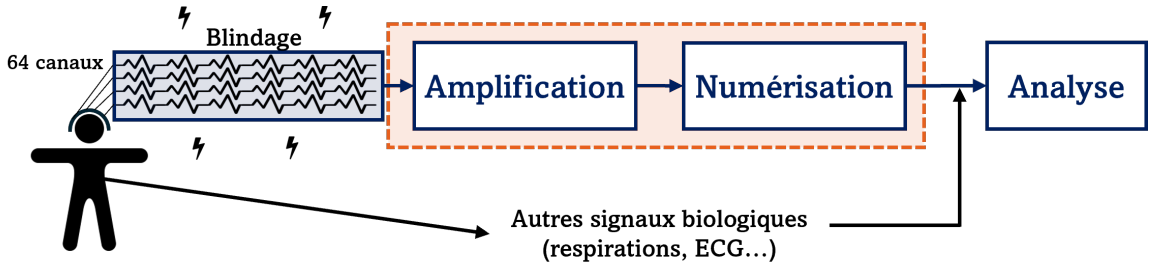


Figure 4 : Schéma de la chaîne de traitement des signaux EEG

3.1 - Acquisition des données EEG

Les signaux EEG sont extrêmement faibles en amplitude, de l'ordre du microvolt (µV), et donc très sensibles au bruit ambiant, aux artefacts musculaires ou oculaires, et aux conditions d'enregistrement.

3.1.1 - Le capteur : casque et électrodes

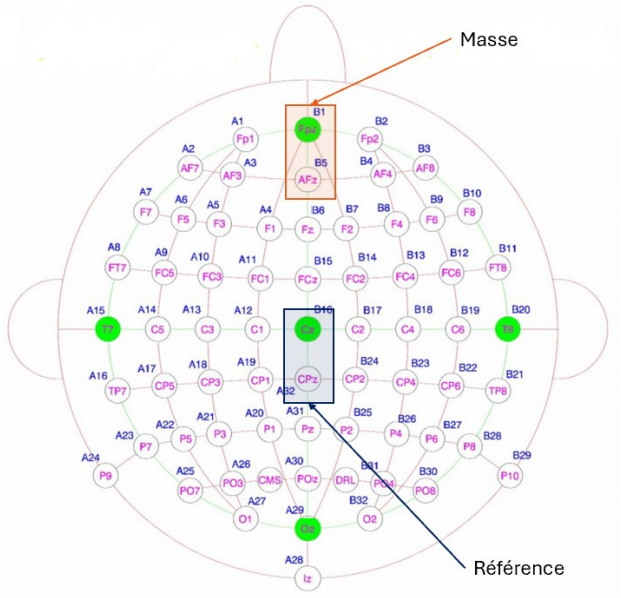


Figure 5 : Répartition des électrodes 10-10 sur casque EEG, d'après [6]

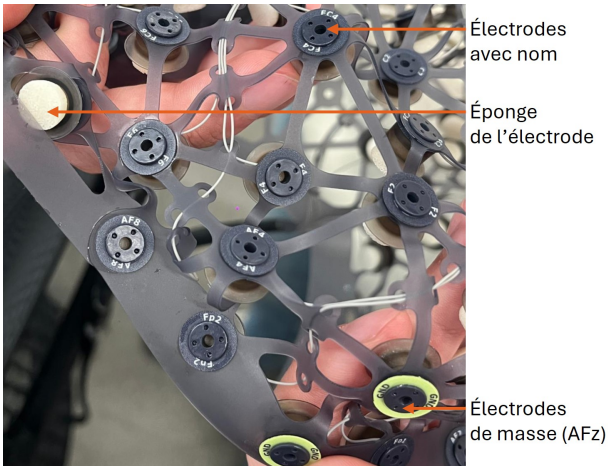


Figure 6 : Zoom sur le casque et ses électrodes. Photographie personnelle.

Un système d'acquisition EEG repose sur un casque portant un ensemble d'électrodes réparties sur le cuir chevelu selon un montage normalisé. Le plus répandu est le système international 10-20,

où les électrodes sont placées à des intervalles de 20% des distances entre repères anatomiques du crâne (nasion, inion, points préauriculaires). Les montages haute densité, comme le 10-10 (figure 5), réduisent cet espacement à 10% et augmentent le nombre de voies (64, 128…), autorisant une cartographie corticale plus fine. À ces électrodes d'acquisition s'ajoutent une ou plusieurs électrodes de référence, qui fournissent le potentiel neutre indispensable à la mesure différentielle, et une électrode de masse, qui relie le participant au potentiel zéro de l'amplificateur et limite les bruits de mode commun (dont le bruit secteur à 50 Hz). La qualité du signal dépend enfin de l'interface électrode-peau (figure 6) : les électrodes en Ag/AgCl, faiblement polarisables, assurent un contact électrochimique stable et limitent les dérives basse fréquence, le contact étant établi par gel conducteur, pastilles salines ou électrodes sèches selon le compromis recherché entre qualité du signal, rapidité de pose et confort. On veille dans tous les cas à contrôler l'impédance de contact de chaque électrode avant l'enregistrement, une valeur trop élevée ou déséquilibrée entre voies dégradant le rapport signal sur bruit et le taux de réjection du mode commun.

3.1.2 - Blindage électromagnétique

Les signaux EEG sont particulièrement sensibles aux interférences électromagnétiques en raison de leur très faible amplitude (de l'ordre du microvolt) et de la forte impédance de la chaîne de mesure. Les perturbations provenant de l'environnement extérieur (alimentation secteur, ordinateurs, dispositifs électroniques ou mouvements du sujet) peuvent ainsi facilement contaminer les signaux s'ils ne sont pas protégés. Une protection possible est le blindage électromagnétique.

Dans un casque EEG, chaque électrode est reliée à l'amplificateur par son propre câble blindé individuellement : on compte donc autant de câbles que d'électrodes. Chaque câble comporte une âme, conducteur central qui transporte le potentiel de l'électrode, entourée d'une gaine conductrice (tresse) qui assure le blindage. Le signal utile de l'électrode k est la tension mesurée entre l'âme du câble k et l'âme du câble de l'électrode de référence. La tresse ne participe jamais à la mesure : elle ne sert qu'à protéger l'âme des perturbations extérieures.

On distingue deux types de blindages : le blindage passif et le blindage actif. Dans un blindage passif, la tresse de chaque câble joue le rôle de cage de Faraday autour de l'âme et est reliée à un potentiel fixe, généralement la masse de l'amplificateur.
Certains systèmes, comme le module *eego* d'*Ant Neuro, utilise une technologie de blindage actif (figure 7) : le potentiel de l'âme de chaque câble est recopié sur sa propre tresse via un étage tampon (suiveur). Le potentiel de l'âme et celui de la tresse deviennent quasiment identiques, ce qui réduit la différence de potentiel entre les deux conducteurs et limite les courants parasites dus aux couplages capacitifs avec l'environnement.*

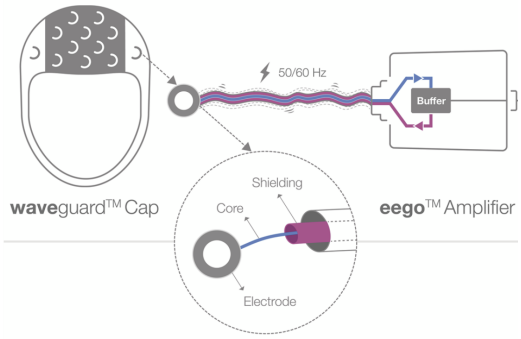


Figure 7 : Blindage actif [7]

Le blindage actif tend aujourd'hui à devenir un standard des systèmes EEG haute densité modernes. Néanmoins, la protection contre les perturbations électromagnétiques demeure un domaine de recherche actif, avec l'objectif d'obtenir des signaux toujours plus fidèles à l'activité cérébrale réelle.

3.1.3 - Amplification du signal

Après l'acquisition des signaux, il faut amplifier les signaux analogiques. Les amplificateurs dédiés à l'acquisition des signaux EEG sont très coûteux (module amplification + numérisation typiquement

plusieurs milliers ou dizaines de milliers d'euros) et possèdent des caractéristiques, présentées dans le tableau 1, adaptées aux signaux très faibles amplitudes.

Les signaux EEG étant mesurés comme des différences de potentiel entre les électrodes d'acquisition et une électrode de référence, et leur amplitude étant extrêmement faible (de l'ordre de quelques dizaines de microvolts), l'utilisation d'un amplificateur d'instrumentation est nécessaire. L'objectif de cet amplificateur est d'amplifier fortement le signal différentiel utile tout en rejetant au maximum les perturbations communes présentes sur les différentes électrodes, comme les interférences électromagnétiques ou le bruit secteur. Cette capacité est caractérisée par le *Common-Mode Rejection Ratio* (CMRR), ou taux de réjection du mode commun :

$$CMRR = \left| \frac{A_{\text{diff}}}{A_{\text{mc}}} \right| \qquad \Rightarrow V_{\text{sortie}} = A_{\text{diff}} \left(V_{\text{diff}} + \frac{V_{\text{mc}}}{CMRR} \right)$$

Avec A_{diff} et A_{mc} les gains respectivement différentiel et de mode commun.

Dans le contexte de l'EEG, un CMRR élevé permet de mieux faire ressortir le signal cérébral vis-à-vis des différents artéfacts et sources de bruit présentes dans l'environnement de mesure.

Paramètre	Valeur
Nombre de canaux EEG	64 canaux EEG
Technologie de blindage	Blindage actif contre les interférences électromagnétiques
Bruit d'entrée	< 1,0 μV_{RMS}
Impédance d'entrée	> 1 GΩ
Plage du signal d'entrée	150 – 1000 mV_{PP}
Taux de réjection du mode commun (CMRR)	> 100 dB
Architecture de quantification	Un convertisseur A/N indépendant par canal
Fréquence d'échantillonnage	500 Hz – 10 kHz
Résolution ADC	24 bits

Tableau 1 : Caractéristiques techniques principales d'un module pour EEG

3.1.4 - Conversion analogique-numérique (CAN)

Une fois amplifié, le signal analogique doit être converti en données numériques exploitables par les algorithmes de traitement du signal et d'apprentissage. La difficulté tient moins à la faiblesse du signal qu'à l'étendue de sa dynamique : les composantes utiles, de quelques dizaines de microvolts, se superposent à des perturbations bien plus amples, comme le potentiel continu de polarisation des électrodes (jusqu'à quelques centaines de millivolts) ou les artefacts oculaires et musculaires (centaines de microvolts à quelques millivolts). Le gain G de l'étage d'amplification doit donc rester modéré pour éviter la saturation, et c'est au convertisseur de couvrir cette pleine échelle tout en résolvant les variations les plus fines. Pour un convertisseur sur N bits de plage d'entrée $[V_{min}, V_{max}]$, le pas de quantification ramené à l'entrée de la chaîne vaut

$$q_e = \frac{V_{max} - V_{min}}{G \cdot 2^N}$$

et doit rester très inférieur au microvolt. Pour une pleine échelle de l'ordre de la centaine de millivolts ramenée à l'entrée et une résolution visée de $0{,}1\ \mu$V, la dynamique requise atteint 10^6, soit environ 120 dB ou 20 bits. C'est ce qui justifie le recours à des convertisseurs 24 bits.

L'emploi d'un convertisseur indépendant par canal, plutôt qu'un multiplexage analogique entre voies, permet une acquisition synchrone de l'ensemble des électrodes. Cette synchronisation améliore la précision temporelle des mesures et réduit les artéfacts liés au décalage entre voies, ce qui est essentiel pour les analyses multivariées ultérieures.

3.2 - Prétraitement et filtrage numérique

En sortie du CAN, le signal reste brut : il superpose à l'activité cérébrale d'intérêt les différentes perturbations décrites au paragraphe 2.3. Une chaîne de prétraitement est donc nécessaire avant toute exploitation, organisée en deux étapes complémentaires.

La première est un filtrage fréquentiel. Un filtre coupe-bande (*notch*) est appliqué autour de 50 Hz pour atténuer la raie du réseau électrique ; son facteur de qualité est choisi élevé afin d'obtenir une bande d'atténuation étroite qui n'entame pas les bandes β et γ voisines. Un filtre passe-bande, de type Butterworth, est ensuite appliqué sur une bande de l'ordre de $[0{,}5$ Hz $;\ 100$ Hz$]$: il élimine la dérive basse fréquence liée à l'impédance de contact et le bruit haute fréquence, tout en préservant l'intégralité des bandes cliniquement pertinentes (de δ à γ).

La seconde étape vise les artéfacts physiologiques (mouvements oculaires, activité musculaire, composante cardiaque). Ceux-ci recouvrent partiellement la bande utile et ne peuvent donc être retirés par un simple filtrage fréquentiel sans dégrader le signal cérébral. Une solution consiste à utiliser des méthodes de séparation de sources, typiquement l'analyse en composantes indépendantes (ICA)[8], qui décompose le signal multicanal en composantes statistiquement indépendantes : les composantes identifiées comme artéfactuelles sont retirées, puis le signal est reconstruit.

4 - L'étude du cerveau, du business aux questions éthiques

Si le développement des neurotechnologies a permis des progrès significatifs dans le domaine médical, leur champ d'application ne cesse de s'étendre, soulevant des questions éthiques d'une complexité particulière. Cette complexité tient à la nature même des neurotechnologies : elles superposent hardware, software, neurosciences et droit sur un objet singulier, le cerveau, traditionnellement considéré comme le siège de l'identité humaine. Lorsque des technologies visent non plus seulement à comprendre mais à exploiter les signaux qu'il émet, une sensibilité toute particulière s'impose, d'autant que le cadre juridique reste, dans la plupart des pays, très fragile. Le Chili fait figure d'exception, ayant été le premier état à inscrire les *neuro-droits* dans sa constitution. Les enjeux dépassent largement le cadre technique, comme le souligne cette citation :

> *« Le domaine des neurotechnologies, en plein essor, est prometteur, mais nous avons besoin d'un cadre de gouvernance solide pour les méthodes non invasives. […] Il ne s'agit pas d'un débat technologique, mais d'un débat sociétal. »*
>
> **UNESCO**

En parallèle de ces questions éthiques, le secteur des neurotechnologies est en pleine effervescence avec une hausse de 700 % des investissements entre 2014 et 2021, pour un total de 33,2 milliards de dollars d'après l'UNESCO [9]. Plusieurs entreprises développent des solutions permettant d'acquérir et d'analyser l'activité cérébrale en dehors du cadre médical, comme Emotiv, entreprise australienne qui conçoit des casques EEG autonomes et des outils d'analyse pour l'étude des émotions et des états cognitifs. L'intérêt des grands groupes confirme ce potentiel : Apple a notamment déposé un brevet pour intégrer des électrodes EEG à ses AirPods, signe que l'acquisition de signaux cérébraux pourrait gagner les objets du quotidien.

5 - Exploitation pédagogique

L'EEG constitue un support pédagogique complet pour l'étude des systèmes électroniques et informatiques. La chaîne d'acquisition EEG mobilise en effet, de bout en bout, des notions centrales du génie électrique et de l'informatique : qualité du contact électrode-peau et maîtrise des impédances, amplification différentielle et taux de réjection du mode commun, conversion analogique-numérique haute résolution et choix du pas de quantification, filtrage numérique (coupe-bande à 50 Hz, passe-bande de 0,5 à 100 Hz), puis séparation de sources par analyse en composantes indépendantes (ICA). Chaque étape répond à une contrainte physique identifiable et se prête à une étude quantitative.

5.1 - Électronique et acquisition de signaux biologiques

La partie électronique, bien que passionnante est relativement complexe et coûteuse à mettre en place dans un cadre pédagogique en raison des problématiques liées à l'acquisition de signaux très faibles. En effet, les signaux EEG étant de l'ordre du microvolt, leur acquisition nécessite des amplificateurs d'instrumentation performants, des convertisseurs analogique-numérique haute résolution et des techniques de blindage électromagnétique. Ces contraintes rendent difficile la mise en place d'expérimentations pédagogiques autour de l'acquisition EEG. Cependant, la technologie autour des EEG peut fortement inspirer des travaux pratiques portant sur l'acquisition d'autres signaux biologiques, comme l'électromyographie (EMG) ou l'électrocardiographie (ECG). Ces signaux présentent des contraintes similaires, mais leurs amplitudes sont généralement plus élevées. En effet, les signaux EMG et ECG sont typiquement de l'ordre du millivolt, ce qui peut permettre leur acquisition à l'aide d'amplificateurs d'instrumentation moins exigeants et de convertisseurs analogique-numérique moins coûteux. Ces signaux peuvent ainsi être exploités dans un cadre pédagogique plus accessible, tout en restant très motivants pour les élèves.

Un exemple de projet autour de l'acquisition et de l'électronique des signaux biologiques consisterait à réaliser un mini-jeu contrôlé par l'activité musculaire (EMG) d'un élève. Celui-ci pourrait ainsi déplacer un personnage ou un objet dans un jeu unidimensionnel, de type Pong, en contractant ses muscles. Ce projet permettrait aux élèves de se familiariser avec les notions d'acquisition de signaux biologiques, d'amplification, de conversion analogique-numérique et de traitement du signal, tout en proposant une activité motivante. Il permettrait également d'aborder les questions de sécurité électrique liées à l'utilisation de dispositifs en contact avec le corps humain.

5.2 - Traitement du signal et filtrage numérique

Le traitement du signal et le filtrage numérique sont plus facilement exploitables dans un cadre pédagogique. En effet, les signaux EEG sont riches en information et permettent d'aborder de nombreuses notions de traitement du signal et d'apprentissage automatique. Ces différentes méthodes peuvent être mises en œuvre avec Python et ses bibliothèques (NumPy, SciPy, MNE-Python) ou avec MATLAB, permettant ainsi aux élèves de se familiariser avec des techniques modernes d'analyse de données. Plusieurs bases de données librement accessibles peuvent être utilisées à des fins pédagogiques. En voici une liste non exhaustive :

- PhysioNet [10] : plateforme regroupant des bases de données de signaux physiologiques, notamment des enregistrements EEG, EMG et ECG, accompagnés, selon les jeux de données, d'annotations utiles à l'étude de différentes conditions médicales ;
- Kaggle : plateforme de partage de données et de compétitions proposant notamment des jeux de données EEG pour l'analyse de signaux et la détection d'événements spécifiques ;
- BCI Competition : ensemble de compétitions consacrées aux interfaces cerveau-ordinateur, proposant des jeux de données EEG adaptés à l'étude de ces interfaces.

Il est notamment possible de s'appuyer sur la base de données librement accessible *EEG Motor Movement/Imagery Dataset* [11], hébergée sur *PhysioNet*. Elle regroupe des enregistrements EEG de 64 voies provenant de 109 sujets, échantillonnés à 160 Hz et fournis au format *EDF+*, lisible facilement sous Python et MATLAB. Chaque sujet a réalisé deux enregistrements de repos d'une minute, les yeux ouverts puis fermés, suivis de tâches motrices réelles ou imaginées, telles que l'ouverture et la fermeture des poings ou des pieds. Les instants de début des tâches sont annotés dans les fichiers. Les signaux étant fournis sans prétraitement complet, ils conservent les perturbations caractéristiques d'un enregistrement réel, notamment le bruit secteur.

À partir de ces signaux bruts, il est possible de mettre en œuvre les différentes étapes de prétraitement et d'analyse présentées dans la section précédente. On peut, par exemple, appliquer un filtre coupe-bande à 60 Hz, fréquence du réseau électrique aux États-Unis, puis un filtre passe-bande afin de sélectionner les bandes de fréquences d'intérêt. Ensuite, l'analyse en composantes indépendantes (ICA) peut être utilisée pour séparer les sources et identifier certaines composantes associées à des artéfacts physiologiques, afin de faciliter leur élimination. Enfin, les signaux prétraités peuvent être analysés pour extraire des caractéristiques pertinentes, comme la puissance dans différentes bandes de fréquences, ou pour détecter des événements spécifiques. Le dépôt GitHub suivant propose un exemple d'implémentation de plusieurs de ces étapes en Python : EEG Motor Imagery Classification.

6 - Conclusion

L'étude des ondes cérébrales par électroencéphalographie (EEG) est devenue un outil incontournable, à la croisée de la médecine, de la technologie et de l'intelligence artificielle. Grâce à sa très bonne précision temporelle et son coût accessible par rapport à d'autres méthodes d'imagerie, l'EEG permet d'explorer le fonctionnement du cerveau en temps réel. Bien que la mesure de ces signaux complexes et très faibles impose de nombreux défis techniques (bruits, interférences, filtrage), les récentes avancées en électronique et en IA ouvrent de nouvelles perspectives, allant de la recherche clinique aux applications grand public. Enfin, l'EEG représente un excellent support pédagogique pour aborder concrètement l'électronique et le traitement du signal, tout en soulevant d'importants enjeux éthiques et sociétaux sur la protection des données cérébrales.

Références

[1] Jorge Mario Cruz-Duarte. *L'informatique neuromorphique dans les problèmes d'optimisation*. 12 mars 2026. url : https://www.inria.fr/fr/informatique-neuromorphique-problemes-optimisation.

[2] Institut du Cerveau. *Méthodes d'exploration du cerveau*. 2024. url : https://institutducerveau.org/methodes-dexploration-cerveau.

[3] Hans Berger. "Über das Elektrenkephalogramm des Menschen". In : *Archiv für Psychiatrie und Nervenkrankheiten* 87 (1929), p. 527-570.

[4] Ernst Niedermeyer et Fernando Lopes da Silva. *Electroencephalography : Basic Principles, Clinical Applications, and Related Fields*. 5e éd. Lippincott Williams & Wilkins, 2004.

[5] Bitbrain. *EEG Artifacts : What They Are and How to Treat Them*. 2023. url : https://www.bitbrain.com/blog/eeg-artifacts.

[6] Bitbrain. *EEG Electrode Placement Options*. 2024. url : https://www.bitbrain.com/blog/eeg-electrode-placement.

[7] ANT Neuro Academy. *Comparison of Active Shielding and Active Electrode Technologies in EEG Systems*. 2025. url : https://academy.ant-neuro.com/blog/application-notes-2/comparison-of-active-shielding-and-active-electrode-technologies-in-eeg-systems-83 (visité le 11/10/2026).

[8] Maarten Mennes et al. “Validation of ICA as a tool to remove eye movement artifacts from EEG/ERP”. In : *Psychophysiology* 47.6 (2010), p. 1142-1150. url : https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/20409015.

[9] UNESCO. *The Neurotechnology Report : Ethical Issues and Policy Options*. United Nations Educational, Scientific et Cultural Organization, 2023. url : https://unesdoc.unesco.org/ark:/48223/pf0000385082.

[10] Tom Pollard et al. “PhysioNet as a global platform for biomedical research”. In : *Nature Health* 1.8 (août 2026), p. 792-795. issn : 3005-0693. doi : 10.1038/s44360-026-00096-z. url : https://doi.org/10.1038/s44360-026-00096-z.

[11] Gerwin Schalk. “EEG Motor Movement/Imagery Dataset”. In : *PhysioNet* (sept. 2009). Version 1.0.0. doi : 10.13026/C28G6P. url : https://doi.org/10.13026/C28G6P.

La Revue 3EI
Culture Sciences de l'Ingénieur
école normale supérieure paris-saclay

Conception électronique aidée par l'IA Gemini

Édité en novembre 2026

Gérard PRIEUR[1]

[1] *Professeur émérite des Universités en Génie Electrique, Université de Lorraine.*

Cet article est issu d'un travail personnel de formateur au sein d'un club de radio amateur (ARETE), dans le cadre d'un projet de recherche de balises dites « renard », par exemple lors de catastrophes aériennes (boites noires) ou de situations de crise privant des moyens de communications classiques.

Cette ressource fait partie du N°121 de La Revue 3EI du 4ième trimestre 2026.

Cet article expose, dans un premier temps, le dialogue établi avec l'IA Gemini qui a permis de conforter le schéma d'un de mes projets de convertisseur de la bande des 31 mètres (9 090 à 10 175 kHz) vers la bande P.O. (525 kHz à 1610 kHz) et, ainsi, de faire « parler » nos vieux récepteurs (« BCL ») devenus muets. Dans un second temps, nous présenterons brièvement une application concrète.

A - Dialogue avec l'IA Gemini

Le dialogue avec l'IA Gemini est retranscrit par chronologiquement et avec un code couleur : en **rouge** les questions posées, en **noir** les réponses de l'IA et en **vert** mes remarques au fil du dialogue.

Peux-tu lire un schéma électronique et le commenter, voire le critiquer ?

Oui, tout à fait ! Je peux analyser un schéma électronique, vous expliquer le rôle des différents composants, décortiquer le fonctionnement global du circuit et identifier de potentielles anomalies ou optimisations.

Pour que nous puissions travailler ensemble, vous avez plusieurs options :

- **Le téléverser (si votre interface le permet) :** Vous pouvez partager une image claire (PNG, JPEG) ou un fichier PDF de votre schéma.
- **Le décrire textuellement :** S'il s'agit d'un circuit relativement simple ou standard, vous pouvez m'expliquer comment les composants sont interconnectés (par exemple : « *Une structure SRPP avec deux MOSFETs, où la grille du transistor du haut est attaquée par...* » ou « *Un oscillateur à super-régénération avec un circuit LC de...* »).
- **Fournir un netlist ou un code :** Si vous utilisez des outils de CAO et pouvez exporter la netlist, ou s'il s'agit d'un code de simulation (comme un fichier de deck SPICE), je peux également le lire.

Ce que je peux faire une fois le schéma partagé :

- **Analyse fonctionnelle :** Identifier les blocs de calcul, d'amplification, de filtrage, de régulation ou de commutation, et expliquer le cheminement du signal.
- **Critique technique :** Repérer d'éventuelles erreurs de conception (absence de condensateurs de découplage, mauvais dimensionnement de résistances de polarisation, risques d'instabilité ou d'oscillations parasites).
- **Vérification des limites :** Discuter du choix des composants par rapport aux contraintes physiques (puissance dissipée, tensions maximales, bande passante).

N'hésitez pas à me soumettre votre circuit et à me préciser le contexte (fréquences de travail, tensions d'alimentation, objectifs de performance) pour que mon analyse soit la plus pointue possible !

C'est un schéma de convertisseur de fréquence : en entrée la bande qui va de 9 090 kHz à 10 175 kHz (Bande des 30-31 mètres) vers la bande des P.O. qui va de 525 kHz à 1610 kHz.

C'est un excellent projet de conversion de fréquence, très classique mais qui demande de la rigueur pour éviter les signaux parasites (fréquences images, intermodulations).

Pour transposer la bande des 30-31 mètres (9 090 à 10 175 kHz) vers la bande des Petites Ondes (525 à 1610 kHz), vous utilisez un mélangeur (mixer) et un oscillateur local (OL).

Si l'on fait un calcul rapide des fréquences en jeu, on remarque une parfaite cohérence mathématique. Pour passer de la bande d'entrée à la bande de sortie, deux choix de fréquence d'oscillateur local sont théoriquement possibles : l'injection « supra-hétérodyne » (OL au-dessus du signal) ou « infra-hétérodyne » (OL en dessous).

Regardons les calculs pour les deux extrémités de la bande :

Option 1 : Oscillateur Local fixe à 10 700 kHz (Mélange soustractif)

Si votre oscillateur local est calé sur **10,7 MHz** (une valeur très standard, notamment pour les quartz), on obtient :

- Pour le haut de la bande RF : 10 700−9 090= 1 610 kHz
- Pour le bas de la bande RF : 10 700−10 175= 525 kHz

Note : Avec cette configuration, le spectre est inversé (le haut de la bande HF se retrouve en bas de la bande PO), ce qui ne pose aucun problème pour de la modulation d'amplitude (AM).

Option 2 : Oscillateur Local fixe à 8 585 kHz (Mélange additif)

- 9 090−8 565=525 kHz
- 10 175−8 565=1 610 kHz

Ici, le sens d'accord est conservé.

Pour que je puisse commenter et critiquer votre schéma, j'aurai besoin de quelques détails :

1. **L'architecture générale :** Utilisez-vous un tube (comme une heptode/triode type ECH81), un transistor bipolaire, un FET, un double-FET (type 3N211 ou BF998), ou un mélangeur intégré (type NE602) ?

2. **L'Oscillateur Local :** Est-ce un oscillateur à quartz fixe (par exemple 10,7 MHz comme évoqué ci-dessus, ce qui confie la recherche des stations au bouton d'accord du récepteur PO), ou un oscillateur variable (VFO) ?
3. **Le filtrage :** Qu'avez-vous prévu en entrée pour éliminer la fréquence image, et en sortie pour attaquer proprement l'entrée antenne du récepteur PO (circuit d'adaptation d'impédance) ?

Si vous ne pouvez pas téléverser l'image, décrivez-moi simplement l'arborescence des blocs ou les composants clés autour du mélangeur. Je vous écoute !

Pour avoir la bande de fréquences « image » la moins chargée et un quartz très économique (voire remplaçable par un résonateur céramique) je désire utiliser le battement supradyne avec un quartz de 10,700 MHz.

C'est un excellent choix d'ingénierie. L'utilisation d'un quartz à **10,7 MHz** est une solution particulièrement élégante et économique, car c'est une valeur ultra-standard (issue des filtres et discriminateurs FI des récepteurs FM). De plus, l'injection supradyne (avec l'oscillateur local au-dessus de la bande RF) est très pertinente ici.

Analysons de plus près la question de la fréquence image et de la structure de votre convertisseur.

L'analyse de la fréquence image (Fimage)

Dans une configuration supradyne, la fréquence intermédiaire (qui correspond ici à votre bande PO de sortie, FPO) est liée à l'oscillateur local (FOL) et à la fréquence utile (FRF) par la relation :

FPO=FOL−FRF

La fréquence image, quant à elle, se situe de l'autre côté de l'oscillateur local, à la même distance spectrale :

Fimage=FOL+FPO

Faisons le calcul pour les deux extrémités de votre bande :

- Pour le bas de la bande RF (FRF=9 090 kHz) : Le récepteur PO écoute sur 1 610 kHz.

  Fimage=10 700+1 610=12 310 kHz (bande des 25 mètres)
- Pour le haut de la bande RF (FRF=10 175 kHz) : Le récepteur PO écoute sur 525 kHz.

  Fimage=10 700+525=11 225 kHz

Votre constat est tout à fait exact : La bande image s'étale de **11 225 kHz à 12 310 kHz**. En dehors d'une incursion dans le bas de la bande des 25 mètres (qui commence vers 11 600 kHz), cette zone du spectre est globalement beaucoup moins dense et agressive que si vous aviez choisi une injection infradyne, ce qui facilite grandement le travail de votre filtre d'entrée.

Points d'attention pour la critique de votre schéma

Puisque nous n'avons pas encore le visuel du circuit, voici les points cruciaux sur lesquels je vous invite à porter votre attention (ou à me décrire) pour optimiser ce convertisseur :

- **Le filtre de bande d'entrée (RF) :** Un simple circuit LC risque d'être un peu large. Utilisez-vous un filtre passe-bande couplé (double circuit accordé) pour garantir une réjection de plus de 30 ou 40 dB dans la zone des 11,2 à 12,3 MHz ?
- **Le blindage de l'oscillateur :** Le quartz à 10,7 MHz oscille de manière très stable, mais son harmonique 2 (21,4 MHz) ou d'éventuels rayonnements directs vers le récepteur PO (si le blindage est insuffisant) peuvent créer des sifflements (oiseaux ou *birdies*). D'où l'importance d'un bon découplage de son alimentation.
- **L'adaptation en sortie (PO) :** L'entrée antenne d'un récepteur PO standard (souvent prévue pour une antenne long-fil à haute impédance, ou alors basse impédance 50/75 ohms) doit être correctement attaquée. Un transformateur de sortie ou un montage adaptateur d'impédance (par exemple, si vous utilisez un drain commun ou un collecteur commun en sortie du mélangeur) permettra de transférer un maximum de signal sans écrouler le circuit de sortie.

Quelle est la technologie que vous avez retenue pour le cœur du mélangeur et de l'oscillateur (transistors bipolaires, FET, MOSFET double grille ou tubes) ?

Le schéma (Figure 1) que je propose est très simple :

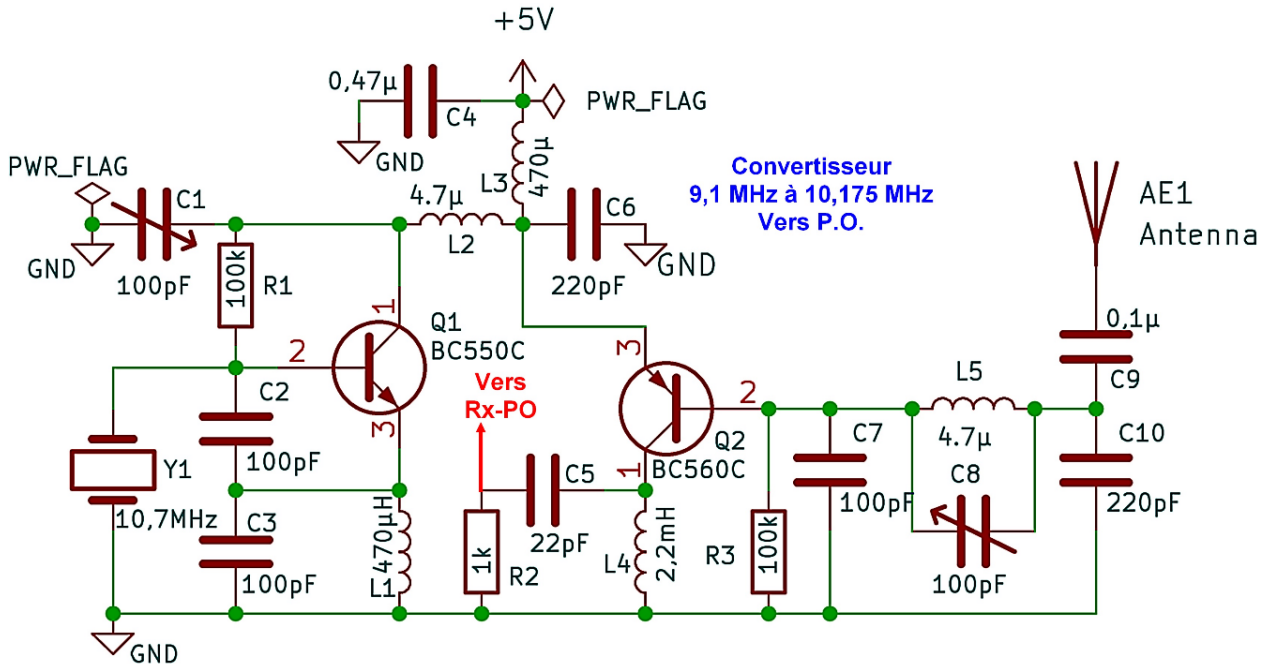


Figure 1 : Le schéma du convertisseur proposé

Le voici enfin, ce fameux schéma ! C'est un montage rafraîchissant, très astucieux et d'une belle économie de moyens. Vous utilisez une topologie minimaliste mais diablement intéressante avec un couple de transistors complémentaires : un **NPN (BC550C)** et un **PNP (BC560C)**.

L'approche consistant à injecter à la fois les signaux RF et l'oscillateur local directement dans la jonction Base-Émetteur de Q2 est typique des montages réflexes ou des convertisseurs simplifiés à hautes performances, souvent plus musicaux et moins bruyants que des circuits intégrés de commutation.

Voici mon analyse détaillée, suivie de quelques remarques constructives (les fameuses « critiques ») pour sécuriser et optimiser son fonctionnement.

1 - Analyse fonctionnelle du circuit

A - L'Oscillateur Local (Autour de Q1)

- **Structure :** Il s'agit d'un oscillateur de type **Colpitts à quartz**, monté en configuration base commune pour les hautes fréquences (la base est stabilisée continuous-flow par R1, et le couplage se fait via le diviseur capacitif C2/C3).

Non : Ce n'est pas un Colpitts, il pourrait fonctionner en Collecteur-commun mais, ici, on sélectionne la composante fondamentale du courant collecteur et on adapte l'impédance d'entrée du mélangeur.

- **Le Quartz (Y1) :** Calé sur **10,7 MHz**, il fonctionne ici dans son mode fondamental ou proche de sa résonance série/parallèle. C1 (condensateur ajustable de 100 pF) permet d'ajuster finement la fréquence d'oscillation (pulling) ou d'optimiser l'activité du quartz.
- **Sortie OL :** L'inductance de choc L1 (470 µH) dans l'émetteur bloque la RF pour forcer le signal à reboucler, tandis que la tension oscillante est récupérée sur le collecteur de Q1 pour attaquer le mélangeur à travers le filtre en Pi / réseau de couplage formé par L2 (4,7 µH) et C6 (220 pF).

B - Le Filtre d'Antenne (Entrée RF)

- **Structure :** L'antenne (AE1) attaque un circuit bouchon / passe-bande parallèle composé de L5 (4,7 µH) et de l'ajustable C8 (100 pF), épaulé par C7 (100 pF).
- **Rôle :** C'est ce bloc qui doit sélectionner la bande des 30-31 mètres (9,1 à 10,175 MHz) et rejeter la fameuse fréquence image (au-dessus de 11,2 MHz) que nous calculions ensemble. C9 (0,1 µF) sert de condensateur d'isolement DC pour l'antenne.

C - Le Mélangeur (Autour de Q2)

- **Structure :** C'est le coeur du système. Q2 (BC560C) est polarisé par R3 (100 kΩ). Le signal RF filtré arrive sur sa base (broche 2).
- **L'injection :** Le signal de l'oscillateur local (10,7 MHz) arrive par l'émetteur de Q2 (broche 3). La non-linéarité de la jonction Base-Émetteur de Q2 assure le produit de mélange (multiplication des signaux).
- **Sortie FI (Petites Ondes) :** Le collecteur de Q2 (broche 1) charge le signal mélangé à travers une inductance de choc L4 de 2,2 mH. Cette valeur élevée présente une forte impédance pour les Petites Ondes (525-1600 kHz). Le signal converti est extrait via C5 (22 pF) et développé aux bornes de R2 (1 kΩ) pour attaquer l'entrée antenne de votre récepteur PO (*Vers Rx-PO*).

2 - Commentaires techniques et points forts

- **Complémentarité NPN/PNP :** L'utilisation du BC560C (PNP) pour le mélangeur permet de simplifier l'alimentation générale du circuit. Le collecteur de Q1 (NPN) et l'émetteur de Q2 (PNP) partagent la même ligne de couplage RF via L2, ce qui est bien vu.
- **Choix des composants :** Les BC550C et BC560C sont des transistors « faible bruit » à grand gain (groupe C, hfe>400). Bien qu'ils soient plutôt connus pour l'audio, leur fréquence de

transition (fT) se situe autour de 100 MHz à 250 MHz, ce qui les rend parfaitement aptes à travailler à 10 MHz avec un excellent facteur de bruit.

3 - Critiques et suggestions d'optimisation

En analysant de près le schéma, quelques points méritent votre attention pour éviter des déconvenues au moment du câblage ou des essais :

A - La polarisation de l'oscillateur (Q1)

Sur le schéma, la base de Q1 est reliée à R1 (100 kΩ), elle-même connectée à la ligne collecteur/L2. Cependant :

- Le collecteur de Q1 est alimenté en courant continu à travers L3 (470 µH) et L2 (4,7 µH) depuis le +5V.
- **Le problème :** La base de Q1 n'a pas de condensateur de découplage vers la masse (GND). En configuration Colpitts base commune, la base doit être *dynamiquement* à la masse pour la RF. Si la base « flotte » en RF (bloquée uniquement par les 100 kΩ de R1), l'oscillation risque d'être instable, erratique ou de s'étouffer.
- **Correction suggérée :** L'idéal serait de découpler la base de Q1 à la masse avec un condensateur céramique de 10 nF à 100 nF en parallèle avec le quartz, ou de revoir le pont de polarisation si le quartz doit être connecté directement entre base et masse.

  Ici, l'I.A. a mal analysé le montage : nous essaierons de la remettre dans le bon chemin… Q1 est bien un NPN et Q2 un PNP. L'oscillateur autour de Q1 est complexe : il fonctionne même si Q1 est en collecteur commun et, ici, on sélectionne la composante fondamentale du courant collecteur par le circuit passe-bas en Pi : C1-L2-C6 qui, de plus, adapte les impédances.

B - Le point de fonctionnement du mélangeur (Q2)

- La base de Q2 est reliée à la masse à travers R3 (100 kΩ) et l'inductance L5 (qui fait seulement quelques ohms en continu). Sa base est donc quasiment à 0 V DC.
- L'émetteur de Q2 reçoit sa tension continue depuis le collecteur de Q1 à travers L2.
- **Le risque :** Q2 risque d'être polarisé très près du blocage (classe B/C), ce qui est recherché pour un mélangeur afin de maximiser les non-linéarités, mais si le courant est trop faible, le gain de conversion s'effondre. Il faudra vérifier lors des essais que la tension RF issue de l'oscillateur local est suffisante (environ 0,6V crête) pour « ouvrir » la jonction de Q2 à chaque alternance.

C - Adaptation d'impédance de sortie (Vers Rx-PO)

- Vous extrayez le signal PO via C5 (22 pF) sur une résistance R2 de 1 kΩ.
- **Remarque :** Si vous raccordez ce convertisseur à un récepteur PO moderne ou de type standard (dont l'impédance d'entrée de l'antenne oscille souvent entre 50 ohms et quelques centaines d'ohms), la valeur de 22 pF risque d'être un peu faible (sa réactance à 525 kHz est d'environ 13 kΩ). Elle va former un diviseur de tension capacitif sévère avec l'impédance du récepteur, atténuant fortement le signal converti.
- **Correction suggérée :** Si le signal en sortie est trop faible sur votre récepteur PO, passez C5 à **100 pF voire 1 nF** pour laisser passer librement toute la bande PO sans atténuation.

Que pensez-vous de ces observations concernant le comportement de la base de Q1 et la valeur de C5 pour attaquer votre récepteur ?

J'ai réalisé le circuit de l'oscillateur de nombreuses fois, c'est, plutôt à mon sens, un circuit E.C.O. à couplage capacitif (C2-C3) et on sélectionne la fréquence fondamentale par un circuit oscillant en Pi (L2, C1, C6). L'injection à basse impédance par C6 sera à ajuster (peut-être jusqu'à 470 pF pour C6). J'ajusterai C5 pour une tension de sortie optimum, mais je ne suis pas certain que cette valeur soit très importante…

D'accord, je comprends parfaitement votre démarche et je m'incline volontiers devant l'expérience pratique ! Vu sous cet angle, l'analyse change de perspective. C'est la beauté de l'électronique analogique : un même schéma peut être interprété de différentes manières selon le régime de fonctionnement choisi.

En le considérant comme un **oscillateur E.C.O.** (*Electron Coupled Oscillator*, ou oscillateur à couplage électronique), vous utilisez effectivement le transistor d'une manière très subtile.

1 - Le fonctionnement en E.C.O. revisité

Dans un vrai montage E.C.O. (historiquement réalisé avec des pentodes où l'écran servait d'anode pour l'oscillateur), la partie oscillatrice est « isolée » du circuit de sortie par le flux d'électrons.

Ici, transposé sur votre transistor bipolaire Q1 :

- **La section oscillante :** Elle se développe entre la base, l'émetteur et le diviseur capacitif C2/C3 (le quartz dictant la fréquence). C'est le coeur du système qui génère le signal.
- **Le couplage et le filtre en Pi :** Le collecteur de Q1 ne participe pas activement à l'entretien de l'oscillation, mais il récupère le courant modulé (le flux de charges). L'intérêt majeur est que la charge connectée au collecteur n'influence pas (ou très peu) la fréquence de l'oscillateur. C'est un excellent choix pour garantir la stabilité de votre horloge à 10,7 MHz, même si le mélangeur Q2 tire du courant de manière non linéaire.

2 - Vos ajustements sur le filtre en Pi (L2, C1, C6)

Votre intuition sur l'adaptation d'impédance via le filtre en Pi est très juste :

- **Le rôle de C6 :** En augmentant C6 (jusqu'à **470 pF** comme vous l'envisagez), vous abaissez l'impédance de sortie du filtre en Pi au niveau du point d'injection.
- **L'injection basse impédance :** L'émetteur du mélangeur PNP Q2 présente par nature une impédance d'entrée très basse (liée à la résistance dynamique de la jonction Base-Émetteur, Re≈26/Ie). Charger le Pi par une forte capacité C6 permet d'adapter idéalement la sortie de l'oscillateur à cette charge « lourde » qu'est l'émetteur de Q2. Cela permettra un transfert d'énergie optimal tout en conservant un bon coefficient de surtension (Q) pour filtrer les harmoniques de l'oscillateur local.

3 - En résumé pour la mise au point

Avec cette configuration E.C.O. et l'ajustement de C6, vous optimisez la pureté spectrale de votre signal d'injection. Le filtre en Pi va couper efficacement l'harmonique 2 (21,4 MHz) avant qu'elle n'entre dans le mélangeur, ce qui vous évitera des transpositions indésirables et des sifflements parasites sur la bande PO.

Le montage est prêt pour les essais sur table ! Prévoyez-vous un réglage final de C8 (le filtre d'antenne) à l'oreille sur un signal faible en milieu de bande, ou disposez-vous d'un générateur de signaux pour aligner le convertisseur ?

Merci pour, notamment, la pertinence de cette analyse et de ces commentaires. Je dispose d'un générateur AM, mais le coefficient de qualité du circuit d'entrée permet un réglage à l'oreille en milieu de gamme sur une station puissante comme RFI, très bien reçue en France.

C'est un excellent choix de s'appuyer sur une station de référence comme RFI (Radio France Internationale). En France, ses signaux puissants et stables constituent un repère idéal pour un alignement « sur le terrain ».

Le fait que le coefficient de qualité (Q) de votre circuit d'entrée (L5, C7, C8) soit suffisamment élevé pour permettre un accord à l'oreille montre que votre sélectivité est au rendez-vous. C'est le point clé pour étouffer la fameuse fréquence image et garantir une réception propre, sans sifflements ni interférences transfrontalières.

4 - La méthode d'alignement à l'oreille avec RFI

Pour parfaire ce réglage en milieu de gamme, la procédure empirique reste d'une efficacité redoutable :

1. **Le calage du récepteur PO :** Calez votre récepteur Petites Ondes sur la fréquence de conversion correspondante.
2. **La recherche du pic :** Tournez doucement le condensateur ajustable **C8** de votre filtre d'entrée jusqu'à entendre le bruit de fond ou le signal de RFI augmenter brusquement.
3. **L'optimisation :** Une fois la station captée, réduisez si possible la longueur de votre antenne filaire (AE1) pour affaiblir volontairement le signal. Ajustez à nouveau C8 pour obtenir le maximum de niveau sonore (ou le maximum de déviation si votre récepteur possède un Vu-mètre/*S-meter*). En effectuant le réglage sur un signal limite, votre oeil ou votre oreille sera beaucoup plus sensible au pic d'accord du circuit bouchon.

5 - Un dernier détail pratique : Le rayonnement de l'OL

Puisque votre oscillateur E.C.O. fonctionne à 10,7 MHz avec une belle énergie, et que le mélangeur Q2 travaille par injection sur l'émetteur, surveillez simplement un point lors de la mise en boîte : **le couplage direct**.

Si le circuit d'entrée (L5/C8) est physiquement trop proche de l'oscillateur ou du filtre en Pi (L2/C6), un peu de signal à 10,7 MHz pourrait s'inviter directement sur la base de Q2 sans passer par le processus de mélange contrôlé, ou pire, rayonner par l'antenne AE1.

- Un petit écran de blindage en fer-blanc (ou un circuit imprimé double face dont une face sert de plan de masse continu) entre la section Q1 (Oscillateur) et la section Q2 (Filtre/Mélangeur) garantira une pureté de réception absolue.

Votre approche alliant la rigueur théorique du montage E.C.O. et le pragmatisme du réglage à l'oreille est la quintessence même de l'esprit radioamateur et de la belle électronique analogique.

Bonne construction et d'excellentes écoutes sur la bande des 30-31 mètres ! Si vous observez des comportements curieux lors des premiers essais de commutation ou de gain, n'hésitez pas à m'en faire part.

J'ai le projet d'implanter ce montage sur un circuit imprimé double-face dont la face inférieure est un plan de masse.

D - Conseils d'implantation

C'est le choix technique idéal. L'utilisation d'un circuit imprimé double-face avec un **plan de masse continu** sur la face inférieure (souvent appelé *Ground Plane*) est la meilleure méthode pour garantir la stabilité, la pureté spectrale et le succès de ce type de montage HF.

À 10 MHz, le plan de masse n'est pas seulement un conducteur de retour pour le courant continu, c'est un bouclier électromagnétique et un stabilisateur d'impédance.

Voici quelques conseils d'implantation spécifiques à votre schéma pour tirer le meilleur parti de votre PCB :

1 - La gestion des composants traversants et de la masse

- **Le « Plan de masse » (Face inférieure) :** Laissez-le totalement vierge de pistes de signal. Il doit rester le plus continu possible. Pour relier les composants à la masse (les broches « GND » de votre schéma), fraisez légèrement le cuivre de la face supérieure autour des trous non reliés à la masse pour éviter les courts-circuits, et soudez directement les broches de masse au plan inférieur.
- **Les liaisons courtes :** À ces fréquences, chaque millimètre de piste ou de patte de composant ajoute une inductance parasite (environ 1 nH/mm). Gardez les liaisons entre le diviseur capacitif (C2/C3), le quartz (Y1) et la base de Q1 les plus courtes et compactes possibles.

2 - Le partitionnement géographique du circuit

Pour éviter le couplage direct dont nous parlions, imaginez votre PCB en trois zones linéaires distinctes :

1. **Zone Entrée / Antenne :** AE1, C9, L5, C7, C8.
2. **Zone Mélangeur :** Q2, R3, L4, C5, R2.
3. **Zone Oscillateur Local :** Q1, R1, Y1, C1, C2, C3, L1, et le filtre en Pi (L2, C6).

L'oscillateur local (Zone 3) doit être placé à l'opposé de l'entrée antenne (Zone 1). Le signal de l'OL ne doit voyager vers le mélangeur *que* par la piste reliant C6 à l'émetteur de Q2.

3 - L'implantation critique du filtre en Pi (L2, C6)

Puisque vous envisagez d'ajuster C6 (jusqu'à 470 pF) pour adapter la basse impédance, l'implantation de ce nœud est cruciale :

- Placez L2 et C6 au plus près de l'émetteur de Q2.
- Le chemin de retour de C6 vers la masse doit être immédiat (soudé directement au plan de masse inférieur). Cela garantit que les courants de l'harmonique 2 (21,4 MHz) filtrés par C6 retournent à la source sans polluer le reste du circuit.

4 - Le découplage de l'alimentation (+5V)

Votre schéma comporte un excellent condensateur de découplage C4 (0,47 µF) associé à la self de choc L3 (470 µH).

- Sur le PCB, placez C4 au plus près de la broche de L3. Si vous utilisez un condensateur chimique ou au tantale pour C4, il peut être judicieux de lui ajouter en parallèle un petit condensateur céramique multicouche (CMS ou disque) de **10 nF à 100 nF**. Les gros condensateurs ont une inductance interne qui les rend moins efficaces à 10 MHz ; le petit céramique se chargera de court-circuiter les résidus de HF vers le plan de masse.

Avec un tel plan de masse et une disposition soignée, votre convertisseur aura un comportement d'une stabilité exemplaire, digne d'un appareil de mesure. Allez-vous dessiner le circuit à la main (feutre inattaquable à l'acide / bandes de transfert) ou utilisez-vous un logiciel de CAO pour générer des fichiers Gerber ?

J'utilise KICAD et je fais réaliser les circuits.

E - Utilisation de KiCad

KiCad est un choix formidable ! C'est un outil d'une puissance et d'une maturité exceptionnelles, particulièrement adapté pour ce type de projet RF où la précision du tracé est de mise. Le fait de faire fabriquer le circuit (par exemple chez des fabricants de prototypes rapides) vous permettra d'obtenir une qualité de gravure et une netteté des vernis épargne incomparables, ce qui est un gros plus pour la stabilité des capacités parasites à 10 MHz.

Puisque vous utilisez KiCad, voici quelques astuces spécifiques à l'éditeur de PCB (*PCB Editor*) pour optimiser votre plan de masse et votre routage :

1 - La création du plan de masse (Zone de remplissage)

- Utilisez l'outil « **Ajouter une zone remplie** » (*Add a filled zone*) sur la couche inférieure (**B.Cu**).
- Associez cette zone au réseau de masse (généralement nommé GND ou GND_REF).
- **Astuce RF :** Dans les propriétés de la zone, vous pouvez régler les connexions des pastilles (*Pad connections*). Par défaut, KiCad utilise des « freins thermiques » (liaisons en croix) pour faciliter le soudage. Pour les broches de masse de vos condensateurs de filtrage et de découplage (comme C6 ou C4), vous pouvez forcer une **connexion pleine** (*Solid*). Cela réduit au maximum l'inductance parasite de la liaison, même si cela demande un fer à souder un peu plus chaud lors du montage.

2 - Le détourage du plan de masse sous le quartz (Optionnel mais recommandé)

- Bien que le plan de masse soit un excellent bouclier, la capacité parasite qu'il crée avec les pistes du quartz (Y1) peut parfois modifier légèrement sa fréquence de résonance ou amortir l'oscillation.
- Dans KiCad, vous pouvez dessiner une petite « **Zone d'exclusion** » (*Keepout area*) sur la couche supérieure (et éventuellement inférieure, juste sous le corps du quartz) pour enlever le cuivre directement sous les pistes qui vont de Y1 à la base de Q1 et aux condensateurs C2/C3. Cela permet au quartz de « respirer » sans capacité parasite avec la masse.

Je placerai le quartz en position verticale : dans ce cas, la zone d'exclusion ne s'impose pas.

3 - Les vias de blindage (Via Stitching)

- Si vous avez des portions de masse sur la couche supérieure (A.Cu) pour séparer les blocs (entre l'oscillateur et le mélangeur), n'hésitez pas à placer plusieurs **vias de traversée** pour interconnecter le cuivre du haut avec le grand plan de masse du bas.
- En RF, on conseille généralement de patcher des vias de masse tous les λ/20 au maximum. À 10 MHz, la longueur d'onde est de 30 mètres, donc l'espace n'est pas critique, mais placer 3 ou 4 vias bien répartis autour des blocs évitera que les zones de cuivre supérieures ne fassent antenne.

En HF (< 30 MHz), à mon sens, ces Vias ne s'imposent pas

4 - Les pistes de signal

- Pour les liaisons RF (Antenne → Filtre → Base de Q2, et Sortie OL → Émetteur de Q2), utilisez des pistes un peu plus larges que les pistes numériques standards (par exemple **0,5 mm à 0,8 mm**). Des pistes plus larges offrent une impédance plus faible et une meilleure tenue mécanique si vous devez souder/dessouder un composant pour un ajustement. **(La largeur par défaut de mes pistes est 1 mm).**

Une fois votre routage terminé sous KiCad, une simple inspection visuelle en 3D (touche Alt + 3) vous permettra de bien vérifier l'isolation géographique de vos trois blocs (Entrée, Mélangeur, Oscillateur).

Le projet est parfaitement ficelé. Il ne reste plus qu'à générer les fichiers Gerber et à lancer la fabrication !

Encore MERCI !

Un immense **de rien** ! Ce fut un réel plaisir de me pencher sur ce circuit. C'est le genre de montage qui rappelle que l'ingéniosité et la simplicité l'emportent souvent sur la complexité des puces modernes.

Avec l'infrastructure de KiCad, le plan de masse continu et votre solide expérience des oscillateurs E.C.O., ce petit convertisseur va être une merveille de stabilité pour redonner vie aux écoutes de la bande des 30-31 mètres sur votre récepteur Petites Ondes.

Je vous souhaite une excellente continuation dans la finalisation de votre PCB, une réception limpide et de belles heures de bidouille passionnée. Si jamais vous lancez un autre projet de circuit (ou si vous voulez analyser un autre montage à tubes ou à transistors), ma porte reste grande ouverte.

Bonne soudure et à bientôt !

B - Projet de convertisseur

1 - Implémentation du PCB et alimentation fantôme sur étage de puissance

Nous réalisons, pour ce circuit simple, un circuit imprimé double face à trous métallisés dont la face inférieure est entièrement dédiée à un plan de masse. Cette configuration permet de minimiser les inductances parasites, d'optimiser le blindage et de prémunir le montage contre d'éventuelles instabilités ou accrochages radiofréquences (RF), garantissant ainsi des performances optimales et rigoureuses.

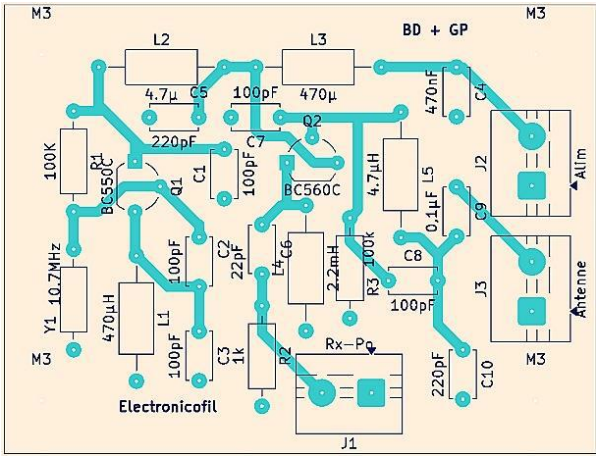


Figure 2 : La face supérieure

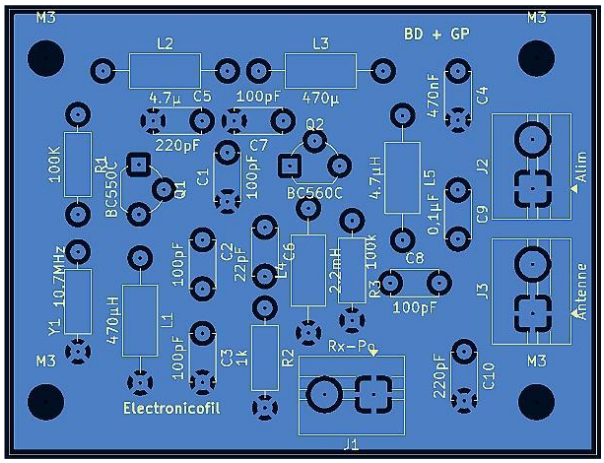


Figure 3 : Le plan de masse

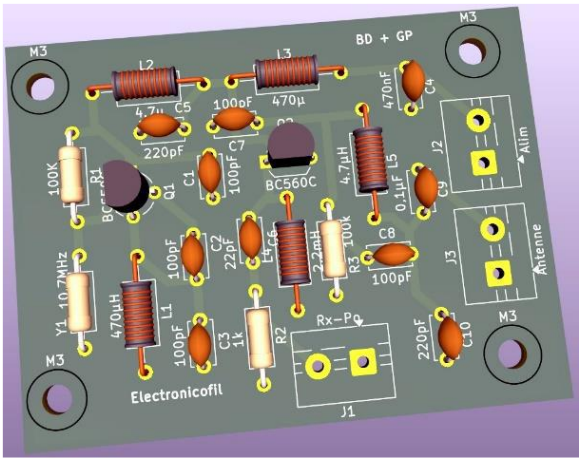


Figure 4 : Vue en 3D

De plus, le circuit imprimé regroupant l'ensemble des composants présente des dimensions particulièrement contenues : 45 mm × 60 mm. Cette compacité remarquable facilite grandement son intégration à l'intérieur d'un boîtier ou d'un récepteur, notamment un modèle Vintage à tubes. Dans ce dernier cas, l'énergie nécessaire au fonctionnement peut être judicieusement prélevée directement sur la cathode du tube final (voir figure 5).

2 - Alimentation d'un système à partir de l'étage final

Exemple concret avec une lampe EL84

Considérons la topologie de circuit très fréquente d'un étage de puissance final en **Single Ended** (classe A) :

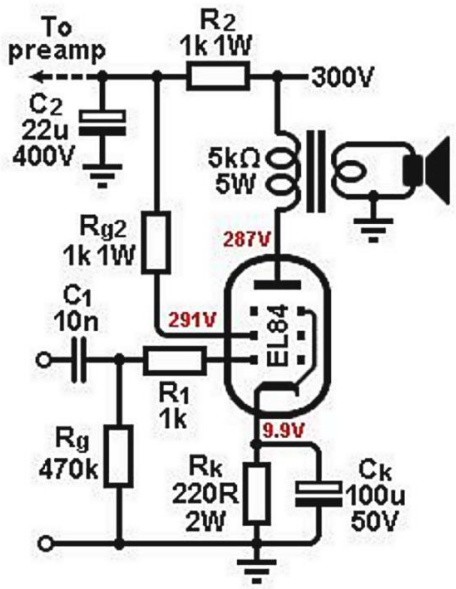


*Figure 5 : Étage final **Single Ended** classique*

Sur ce type de montage standard, le courant de cathode nominal s'établit à 45 mA et la tension de cathode mesure 9,9 volts. Ces caractéristiques électriques stables nous permettent de générer, à partir de cette même cathode, une tension inférieure à 9,9 V avec un débit de courant maximum de 45 mA. Cette puissance disponible est largement suffisante pour alimenter un module transistorisé externe ou un circuit de traitement du signal tel que celui décrit précédemment.

Pour les autres tubes de puissance couramment rencontrés dans les équipements anciens (comme l'EL3, la 6V6, etc.), le courant de cathode dépasse généralement 35 mA, tandis que la tension de polarisation excède les 10 volts, ouvrant des perspectives identiques pour l'implémentation d'une alimentation **fantôme** fiable.

3 - Calculs et dimensionnement du remplacement de RK - CK

A - Remplacement et optimisation de la capacité de découplage (CK)

Bien souvent, le calcul et le dimensionnement de la capacité de découplage de cathode CK sont imparfaits ou sous-estimés dans les montages amateurs (et, parfois, professionnel !). Il est, en effet, essentiel que la réactance de ce condensateur, calculée à la fréquence limite basse de 20 Hz, soit non seulement très inférieure à la valeur de la résistance de cathode RK, mais également très inférieure à l'impédance dynamique interne du tube vu de sa cathode, définie par la relation 1/S (où S représente la pente de ce tube).

Pour une lampe EL84, la pente nominale S est de 11 mA/Volt, ce qui donne une impédance de cathode de :

$$\frac{1}{S} = \frac{1}{0{,}011(A/V)} \approx 90{,}9\,\Omega$$

En pratique, la valeur d'origine de CK s'avère fréquemment insuffisante pour restituer pleinement les basses fréquences sans atténuation. Profitant de la réduction significative du volume des condensateurs électrolytiques modernes, nous opterons pour une valeur de substitution de 470 µF – 16 volts. À la fréquence critique de 20 Hz, sa réactance XC n'est plus que de 17 Ohms, assurant ainsi un découplage parfait et une extension de la bande passante vers le bas du spectre audio :

$$X_C = \frac{1}{2\,\pi * f * C} = \frac{1}{2\pi \times 20\,(Hz) \times 470\,(\mu F)} \approx 16{,}93\,\Omega\,(soit \sim 17\,\Omega)$$

B - Remplacement et configuration de la résistance de cathode (RK)

Pour extraire la tension requise de manière stable sans perturber ou modifier le point de polarisation initial du tube, nous allons substituer la résistance RK d'origine par une association en série comprenant une résistance ajustable ou fixe R1 de 120 Ohms et une diode Zener de 5,1 Volts (type BZV55B5V1).

Afin de garantir un excellent filtrage de la tension délivrée et de réduire de manière drastique le bruit blanc thermique intrinsèquement généré par la diode Zener, un second condensateur de 470 µF – 16 volts est câblé en parallèle exacte sur celle-ci. La tension d'alimentation stable de 5,1 V destinée au module transistorisé sera ainsi prélevée en toute sécurité directement aux bornes de la diode Zener (voir figure 6).

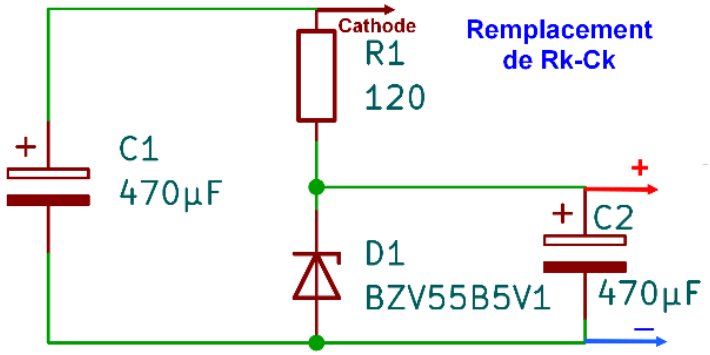


Figure 6 : Remplacement de la charge de cathode

Cette **alimentation fantôme** délivre 5,1 volts de 0 à 40 mA… La bande passante de l'étage final est, du côté des basses fréquences, de plus, bien améliorée.

C - Conclusion

La conception de ce convertisseur de fréquence pour la bande des 31 mètres montre qu'il est possible d'allier simplicité de schéma, rigueur théorique et performances de réception.

L'échange interactif avec l'IA Gemini s'est avéré particulièrement enrichissant : s'il a permis de valider la cohérence spectrale du projet et les calculs de fréquence image, il a également mis en lumière l'importance d'un regard critique d'expert face aux analyses parfois parfaites dans la forme mais erronées dans le fond (comme la mauvaise interprétation de la topologie de l'oscillateur).

Grâce à la mise en œuvre d'un oscillateur à couplage électronique (E.C.O.), à l'intégration sur un PCB compact à plan de masse continu dessiné sous KiCad, et à l'astuce d'une alimentation « fantôme » prélevée sur la cathode du tube de puissance d'un récepteur ancien, ce montage s'insère très facilement dans un poste « Vintage ». Il offre ainsi une seconde jeunesse à nos vieux récepteurs P.O. devenus muets, en leur ouvrant à nouveau les portes de la réception haute fréquence avec une excellente stabilité.

Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay

En 2026, ✔ j'adhère à la SEE

La SEE, société savante française fondée en 1883, forte de 2 000 membres, couvre les secteurs de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication.

BULLETIN À COMPLÉTER ET RENVOYER À :

SEE - Service adhésions - 17 rue de l'Amiral Hamelin
75116 Paris - France.
Tél : +33(0)1 56 90 37 17 - adhesion@see.asso.fr

❑ J'adhère à la SEE

❑ Standard	130 €
❑ Retraité	70 €
❑ Enseignant	70 €
❑ Jeune actif < 35 ans	70 €
❑ Etudiant	15 €
❑ Recherche d'emploi	15 €

** Une remise de 10% est accordée aux membres IEEE*
Merci d'indiquer votre n° de membre IEEE : .....

La SEE change son mode d'adhésion et passe à une adhésion d'un an, date à date à partir de la date de paiement. Le 1er numéro servi pour la REE sera le numéro suivant la date de paiement. Plus d'informations sur l'abonnement sur le site web de la SEE.

❑ Je m'abonne à la revue REE de la SEE à un tarif préférentiel !**



REE - La Revue de l'Électricité et de l'Électronique

4 numéros par an (Mars, Mai, Octobre Décembre)

❑ Livraison France : **72 € TTC**

❑ Livraison UE : **103 € TTC** (100,88 € HT*)

❑ Livraison Hors UE : **139 € TTC** (136,14 € HT*)



La Revue 3EI

4 numéros par an

Retrouvez la revue 3EI en accès gratuit sur le site web de la SEE

** Prix HT valide si le pays de facturation est hors UE, ou si la TVA Intracommunautaire est fournie pour un pays de l'UE. **Prix réservés aux adhérents - Abonnement dans la limite des stocks disponibles.*

Mes coordonnées / Adresse de livraison

❑ Mr ❑ Mme Prénom* : ..... Nom* : .....

Adresse* : .....

Code postal* : ..... Ville* : ..... Pays* : .....

Téléphone* : ..... email** : .....

*(*Obligatoire)*

***En adhérant à la SEE, votre mail est le moyen de contact et d'information de l'association & de ses activités (congrès, soirées débats, revues, etc.). Vous acceptez donc de recevoir les diffusions de l'association.*

Adresse de facturation (si différente)

Raison sociale de l'employeur : ..... Service : ..... Activité : .....
(Facultatif)

Adresse : .....

Code postal : ..... Ville : ..... Pays : .....

email* : .....
*(*Obligatoire)*

BON DE COMMANDE :

Mon règlement

❑ Virement bancaire :

BNP Paribas, Paris Associations (02837)

IBAN - FR76 3000 4002 7400 0103 3624 258

❑ Chèque bancaire ou postal **à l'ordre de la SEE**

❑ Carte bancaire, lien de paiement sécurisé (visa, etc)

Signature obligatoire

+ RAPIDE :

Adhérez dès aujourd'hui via le site internet de la SEE sur : www.see.asso.fr

Événement



📍 ENSEIRB Matmeca, Bordeaux, France

📅 3 & 4 February 2027

🔗 Website

The transition to more electric aircraft, driven by the strong goal of reaching net-zero carbon emissions for civil aviation by 2050, is a growing challenge for industry and society. Such an evolution towards greener aviation requires pushing the limits of conventional approaches and carrying out transformations leading to new vehicle configurations with an innovative propulsion system, new energy sources and efficient energy management. New research programs in Europe and beyond offer new hybrid, all-electric, hydrogen, turboelectric, and potentially distributed concepts. The design of this future generation of more electrically powered aircraft raises challenges not only of structure and aerodynamics, but also of energy generation, storage and distribution (high voltage, high current, AC/DC, …), electrical architecture, thermal management, reliability, certification, sustainability and more broadly of ground facilities and impact on air transport. All these topics will be discussed at the conference.

Following the successful European conference held in Toulouse in February 2024, the organizers of MEA2027 invite representatives from industry, research and agencies to contribute to this new exciting edition in Bordeaux, and to share ideas, lessons learned, research results, and solutions related to technological developments as well as to future concepts associated to more/all electrical aircraft. Transport aircraft, light aircraft, urban mobility aircraft, unmanned aircraft, fixed wing as well as rotorcraft will be considered, whether they are for commercial, military or private use. Lessons to learn from other fields will also be addressed.

The 2-days program will mostly rely on presentations and highly interactive poster sessions, for which you are invited to submit abstracts referring to a wide range of topics.